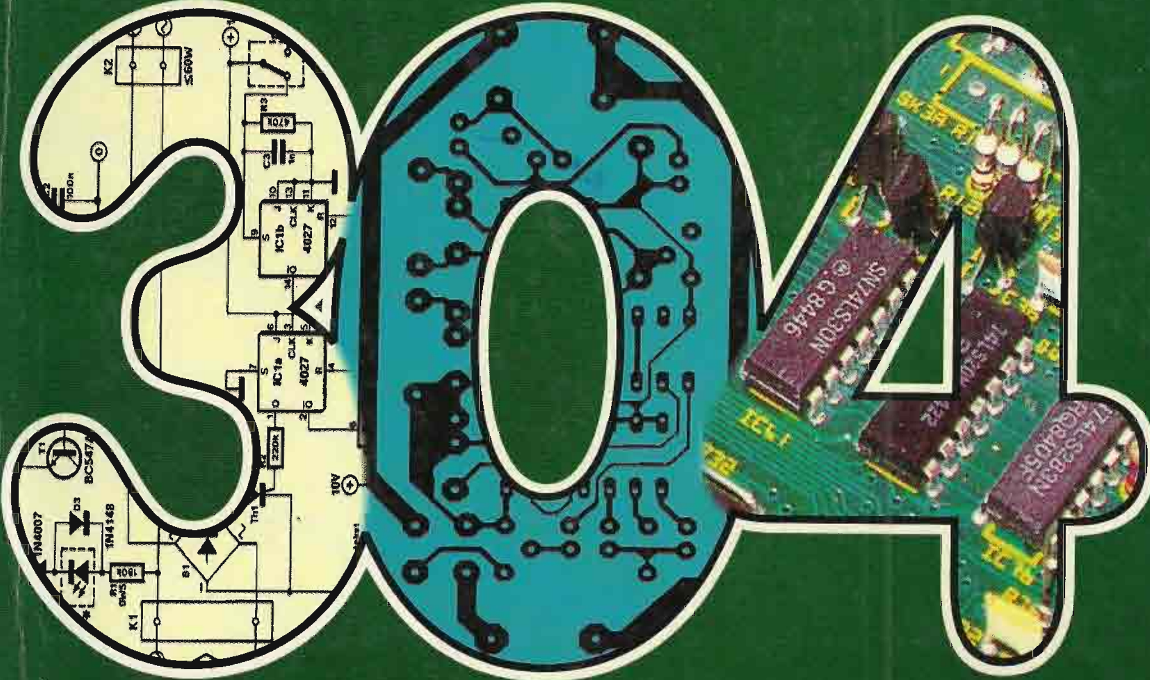
Electronică



304 CIRCUITE ELECTRONICE

Teora



R3 470Ω
R4 4k7
C2 5µ8
P1 (60Hz) 1k
P2 (600Hz) 1k
P3 (800Hz) 1k
P4 (3kHz) 1k
R13 3k3
R5 1k
R6 1k
L2 680mH
C3 1µ
R7 680Ω
R8 12k
L3 150mH
C4 220n
R9 390Ω
R10 3k9
L4 68mH
C5 47n
R11 680Ω
R12 27k
L5 10mH
C6 22n
15V
4mA
C7 100n
IC1
R1 10k
R3 1k5
T1
BF 245C
A1
R6 1k5
R2 100Ω
R7 1M
C1 10µ 16V
TL071
IC1
5k62 1%
2µ2
884044
CSYNC
P1 1k
47k
10k
N1
VS
1N4148
BAT85
1k
100n
100n
2k2
100µ 16V
470p
VS
1n
N2
N3
N4
N5
N6
DUS
DUS
DUS
DUS
880k
330k
10k
BC557
884099 - 10
LM12
V− (CAPSULA)
OUT
−IN
V+
+IN
C2 6p8
R2 220k
D1
C4 100µ 40V
R4 2Ω2
C1 1µ
R3 10k
R1 10k
IC1

100pF 10µH > f = 5.02802 MHz | 100pF 100µH > f = 1,59 MHz | 100pF 1mH > f = 502802 KHz | 100pF 10mH > f = 50,280 KHz

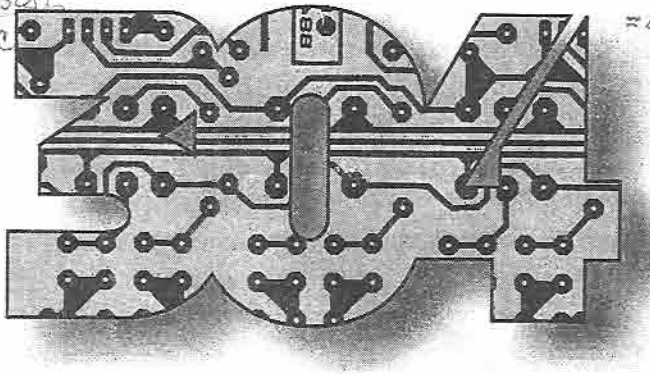
159 KHz

Seria Electronică Nr. 30

$f = \frac{159}{\sqrt{LC}}$

100pF 100mH > f = 50.2802 KHz | 100pF 1H > f = 15,9 KHz | 100p 10H > f = 5.02802 KHz

$L = \frac{159^2}{f^2 \cdot C} = \frac{25281}{f \cdot C}$ $= \frac{25281 \cdot 10^{-2}}{f^2} = \frac{252,81}{f^2}$



circuite electronice

Traducere de Liana Fâcă

Teora

Titlul original: 304 CIRCUITS

Distribuție

București: B-dul Al. I. Cuza nr. 39; tel./fax: 222.45.33
Sibiu: Șos. Alba Iulia nr. 40; tel.: 069/21.04.72; fax: 069/23.51.27

Teora – Cartea prin poștă

CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel./Fax: 252.14.31
cpp@teora.kappa.ro

Teora

CP 79-30, cod 72450 București, România
Fax: 210.38.28
teora@teora.kappa.ro

Coperta: Gheorghe Popescu
Tehnoredactare: Techno Media
Șef de redacție: Cora Radulian
Director General: Teodor Răducanu

NOT 2367 TEH CIRCUITE ELECTRONICE, 304
ISBN 973-601-858-X
Printed in Romania

74HCT 138 = SN 74LS138 } pag. 229
74HCT 147 = SN 74LS147 } pag. 353
74HCT 148 = SN 74LS148
74HCT 04 = SN 74LS04

Cuvânt înainte

pag. 220
74HCT 164 = SN74LS164
74HCT 273 = SN74LS273
74 HCT 132 = SN74LS132

De peste 12 ani, colecția de cărți „300...", conținând scheme electronice, și-a câștigat o imensă prețuire atât din partea profesioniștilor cât și a amatorilor, fie ei ingineri sau tehnicieni, profesori, universitari sau alți pasionați de electronică din lumea întreagă. Iată de ce nu pare deloc surprinzătoare afirmația că fiecare dintre aceste cinci apariții din serie (care, în total, însumează peste 1500 de idei și proiecte de circuite) prin conținutul său acoperă practic întreg domeniul electronicii.

În *„304 circuite electronice"*, cea mai proaspăt apărută carte din colecție, veți găsi alte noi idei, concepte și scheme pentru utilizări în domeniile:

- audio și Hi-Fi;
- radio și video;
- casă și grădină;
- electrofonice;
- calculatoare personale și microprocesoare;
- testări și măsurări;
- surse de alimentare;
- electronică pentru utilizare la autovehicule;

... și, încă, multe, multe altele.

optocuplor tip. 4N25 pag. 52
EPROM 27C256=32K pag 367
74HCT85 pag. 360
RAM static 6116 - pag 387
74HCT175 pag. 353, 335

Împărțirea volumului este concepută pe secțiuni tematice, pentru a vă face mai ușoară găsirea acelei scheme anume sau a ideii pe care o căutați.

74 LS151 pag. 218
74 HCT 541
74 HCT 245 } pag. 211

Elektor Electronics

74 LS 641 pag. 209
74 HCT 540 pag. 205 + PAL 16L8
74LS42 + 74 LS 244 pag. 199

Decodor Elektor

74 LS 374 pag. 196 + ULN 2803
74 HCT 193 pag. 185
74 HCT 251 pag. 142
74 HCT 574 pag. 88
74 LS 74 pag. 80; 74HCT 74 pag. 62

Abrevieri

În această secțiune sunt explicate toate noțiunile, prescurtările și simbolizările, cât și alte notații, frecvent utilizate de Elektor.

Tipuri de semiconductoare

Prescurtările TUP – TUN, DUG – DUS se găsesc adeseori în montajele prezentate în Elektor. Ele se referă la tranzistoare și diode cu utilizare universală, care corespund din punct de vedere al datelor tehnice și se deosebesc doar prin forma capsulei și conexiunilor. Cerințele minime pentru TUP – TUN și DUG – DUS sunt sintetizate în tabelele I și II.

Exemple TUN:
BC 107 (–8, –9), BC 147 (–8, –9)
BC 207 (–8, –9), BC 237 (–8, –9)
BC 317 (–8, –9), BC 347 (–8, –9)
BC 547 (–8, –9), BC 171 (–2, –3)
BC 182 (–3, –4), BC 382 (–3, –4)
BC 437 (–8, –9), BC 414

Exemple TUP:
BC 177 (–8, –9), BC 157 (–8, –9)
BC 204 (–5, –6), BC 307 (–8, –9)
BC 320 (–1, –2), BC 350 (–1, –2)
BC 557 (–8, –9), BC 251 (–2, –3)
BC 212 (–3, –4), BC 512 (–3, –4)
BC 261 (–2, –3), BC 416

Exemple DUG:
OA 85, OA 91, OA 95, AA 116

Exemple DUS:
BA 127, BA 217, BA 317,
BAY 61, 1 N 914, 1 N 4148

Tabelul I
Cerințe minime pentru TUP și TUN

$U_{CE0\,max}$	20 mV
$I_{C\,max}$	100 mA
$h_{FE\,min}$	100
$P_{tot\,max}$	100 mV
$F_{T\,min}$	100 MHz

Tabelul II
Cerințe minime pentru DUG și DUS

	DUG	DUS
$U_{R\,max}$	20 V	25 V
$I_{F\,max}$	35 mA	100 mA
$I_{R\,max}$	100 µA	1 µA
$P_{tot\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D\,max}$	35 mA	100 mA

Multe dispozitive semiconductoare echivalente au simboluri diferite. Pentru a evita dificultățile de procurare a unui tip special, s-a utilizat în Elektor, în măsura posibilităților, o simbolizare universală. Drept exemplu poate servi circuitul integrat IC 741 – 741 înseamnă: µA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 etc.

Valorile rezistențelor și capacităților

Simbolizarea valorilor rezistențelor și capacităților se face fără virgulă, conform codului internațional de notare:

p (pico) = 10^{-12}
n (nano) = 10^{-9}
µ (micro) = 10^{-6}
m (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega) = 10^{6}
G (giga) = 10^{9}

Câteva exemple de simbolizare a valorilor rezistențelor și capacităților:

3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω
0Ω33 = 0,33 Ω
4p7 = 4,7 pF
5n6 = 5,6 nF
4µ7 = 4,7 µF

PTC – termistor cu coeficient de temperatură pozitiv
NTC – termistor cu coeficient de temperatură negativ
LDR – fotorezistență
VDR – varistor

Puterea disipată a rezistențelor este de 1/4 watt (în cazul în care nu este specificată altă valoare).

Tensiunea de străpungere a condensatoarelor cu folie trebuie să fie cu circa 20% mai mare decât tensiunea de lucru a montajului.

Redarea tensiunilor continue

Tensiunile continue date într-un montaj trebuie considerate valori orientative, valorile măsurate putând diferi cu ±10%. (Aparatul de măsură trebuie să aibă o rezistență internă ≥ 20 kΩ/V.)

Indicații pentru cei ce-și construiesc singuri montajele:

1. La aparatele construite de dvs., utilizați numai carcase din material plastic. Prin aceasta, toate părțile constructive conducătoare de electricitate sunt protejate mai sigur contra atingerilor.
2. Când, în cazul unor situații speciale, este recomandată o carcasă metalică (de exemplu, carcasele ecran la montajele ÎF), atunci aceasta trebuie să fie totdeauna legată la masă.
3. Toate racordurile la 220 V, ca și toate celelalte puncte în care tensiunea alternativă depășește 42 V, iar cea continuă 60 V, trebuie să fie izolate sigur contra atingerii.
4. Cablul de rețea trebuie asigurat contra smulgerii, cu o brățară fixată în interiorul carcasei. Prin aceasta, el nu mai poate fi smuls accidental din conexiunile transformatorului. În nici un caz nu este permisă simpla introducere a cablului în carcasă printr-un orificiu. Pentru a se evita deteriorarea cablului, marginea orificiului trebuie prevăzută neapărat cu un manșon de cauciuc. Această măsură este obligatorie la toate carcasele metalice.

Cuprins

001 *Supresor de zgomot de fond*

Şuierăturile, pocnetele şi tot felul de alte sunete neplăcute reprezintă un motiv frecvent de disconfort şi de nemulţumire pentru majoritatea iubitorilor de muzică. Din păcate, cauzele acestor zgomote de fond nu sunt prea uşor de eliminat, însă schema propusă aici vă va fi de folos. Trebuie însă remarcat că eliminarea zgomotului de fond este ultima alternativă: ideală ar fi îndepărtarea, de la bun început, a cauzelor care îl produc.

Schema se bazează pe observaţia că acest zgomot este întotdeauna mai supărător în intervalele în care muzica încetează complet. Ea va atenua semnalul de ieşire cu circa 45 dB, atunci când semnalul muzical de intrare este nul sau foarte slab. Dacă acesta începe să crească, atenuarea va descreşte în mod proporţional, ajungând la valoarea de 0 dB pe durata pasajelor normale sau puternice.

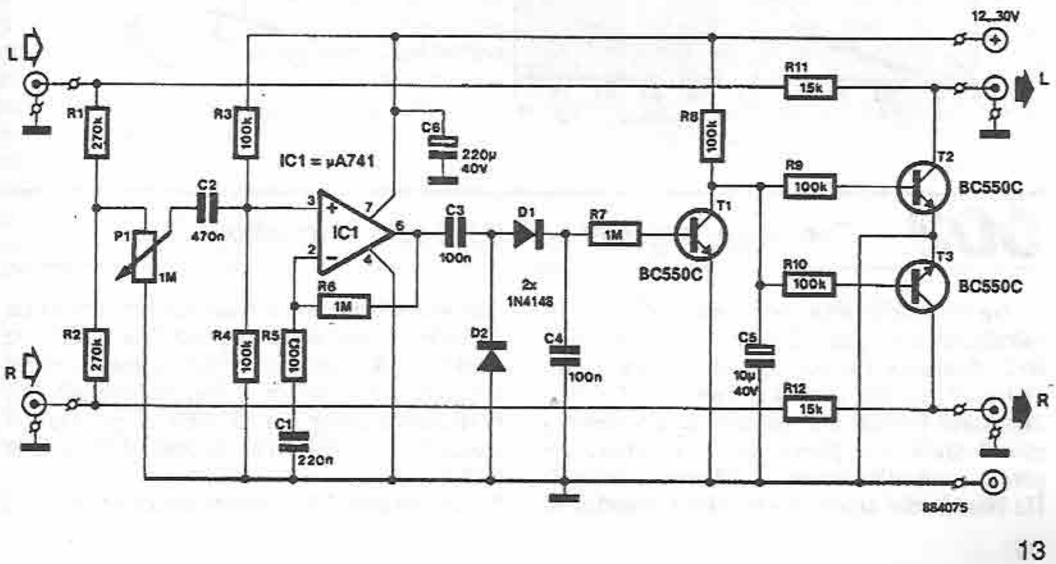
Semnalele de intrare sunt conduse direct către bornele de ieşire, prin intermediul rezistenţelor R11, respectiv, R12, apoi, însumate prin R1 şi R2, intră în amplificatorul neinversor IC1, după ce trec prin potenţiometrul P1. Punctul de tăiere din caracteristica de amplificare a lui IC1 este determinat de R5 şi C1. Frecvenţele superioare punctului de tăiere nu sunt amplificate şi, astfel, influenţează supresia. Semnalul de ieşire din IC1 este limitat de D1 şi D2 şi utilizat pentru blocarea lui T1. Acest lucru permite ca T2 şi T3 să scurtcircuiteze ieşirea şi, în acest fel, să suprime componenta de zgomot a semnalului. Când T1 începe să conducă, tensiunile pe bazele lui T2, şi respectiv T3, descresc, iar atenuarea la ieşire se reduce: în acest fel, componenta de zgomot a semnalului scade foarte puţin.

Sensibilitatea circuitului poate fi reglată cu P1: cu cât aceasta este mai mare, cu atât mai rapid se diminuează suprimarea zgomotului. În acest fel, sensibilitatea montajului poate fi adaptată la diferite surse de muzică.

Nivelul maxim al semnalului la care poate lucra circuitul este de 210 mV. Distorsiunea corespunzătoare acestuia este mai mică de 0,01%.

Timpul de întârziere al montajului este determinat de constanta de timp R7C4. Pentru valorile din schemă, acesta este de 1 s dar, evident, poate fi modificat după dorinţă.

Schema poate fi alimentată cu o tensiune cuprinsă între 12 V şi 30 V, iar curentul va fi de 2 ÷ 3 mA.

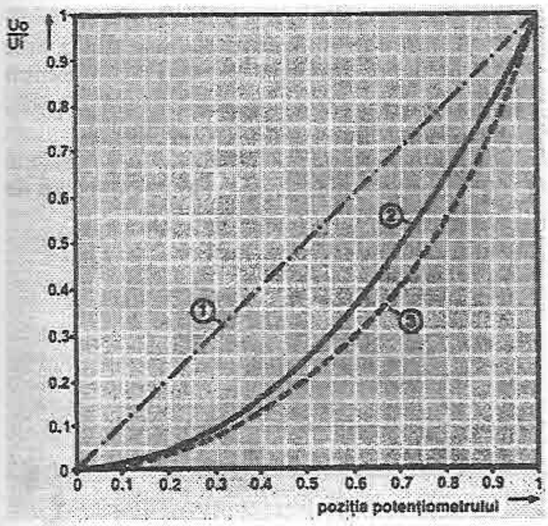


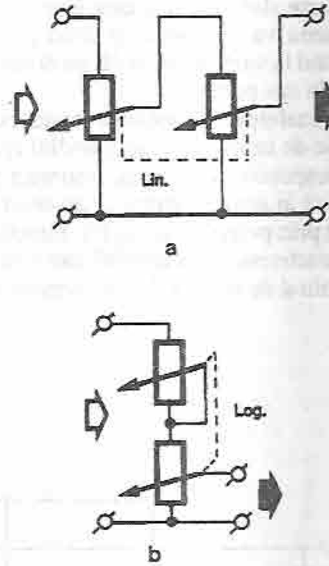
002 *Variantă pentru potențiometrul de volum*

Urmărirea caracteristicii de variație logaritmică a rezistenței la diferitele tipuri ieftine de potențiometre duble este, în general, modestă, acest lucru dând naștere la diferențe de volum sesizabile la amplificatoarele stereo de AF. Vom prezenta, aici, două variante de realizare a potențiometrelor de volum logaritmice duble având caracteristici adecvate.

Pentru început, vom folosi un potențiometru dublu liniar. Trasând variația rezistenței în funcție de poziția cursorului, fiecare secțiune din potențiometrul dublu va genera o linie dreaptă, marcată cu 1 în graficul alăturat. Curba 2 se obține când secțiunile potențiometrului sunt conectate în serie, și curba 3 atunci când ele sunt conectate ca în fig. 1a. Aceste ultime două caracteristici corespund unei sonorități plăcute, naturale: reglând cursorul potențiometrului la mijlocul cursei, atenuarea va avea aproximativ valoarea 5, spre deosebire de cazul potențiometrului logaritmic dublu, standard, când aceasta este 10.

Utilizarea schemei din fig. 1b îmbunătățește, de asemenea, reglajul de volum. Această configurație permite o atenuare suplimentară, de aproximativ 6 dB, în prima parte a domeniului de reglare. Pe măsură ce cursorul avansează, atenuarea va descrește treptat.





a

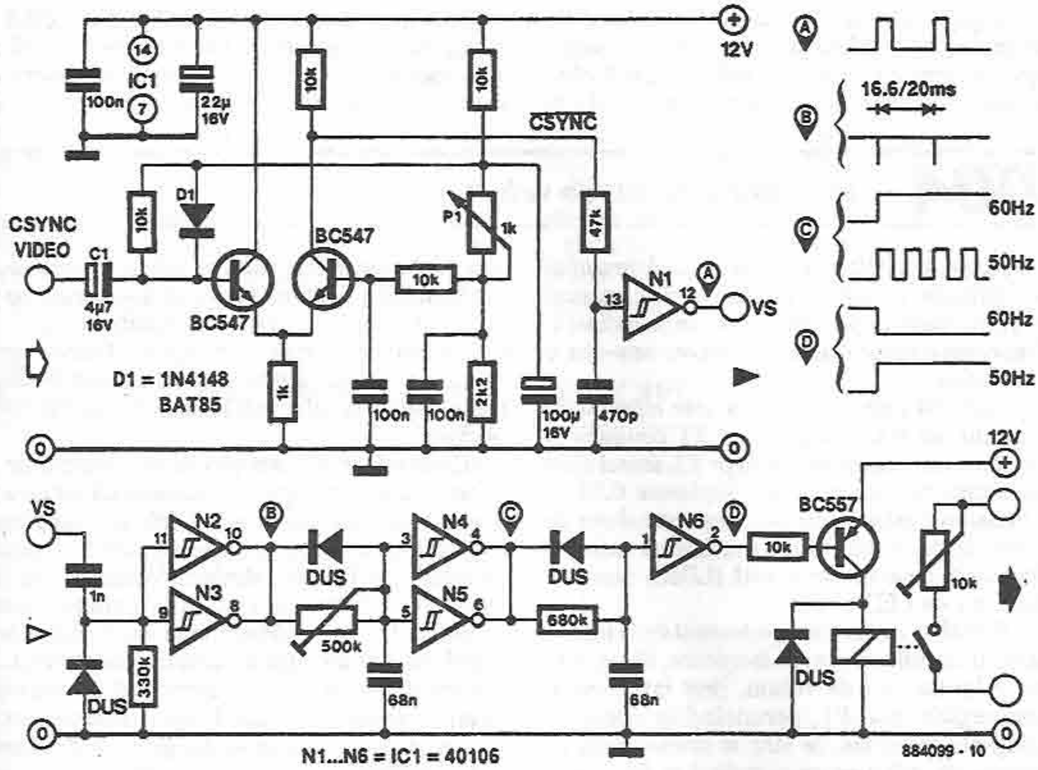
b

884034-1

003 *Comutator automat 50/60 Hz pentru monitoare*

Se întâmplă uneori ca un program de calculator să nu poată fi utilizat într-o anumită țară, deoarece nu corespunde cu frecvența cadrelor la care lucrează aparatul TV sau monitorul folosit. Din păcate, nu întotdeauna monitoarele sunt prevăzute cu comutatoare pentru a schimba frecvența, să zicem, de la 60 Hz (standardul american) la 50 Hz (standardul european). O rezolvare a acestei probleme (dar nu chiar cea mai elegantă posibil) ar fi reglarea frecvenței de sincronizare cadre sau, în cazul utilizării televizoarelor, eliminarea deplasării pe verticală a imaginii. Montajul pe care îl prezentăm aici îndeplinește această funcție în mod automat.

Comutatorul frecvenței cadrelor poate fi



inclus în monitor, respectiv în televizor, DAR NUMAI DACĂ ACESTA ESTE PREVĂZUT CU UN TRANSFORMATOR DE TENSIUNE CARE ASIGURĂ SEPARAȚIA COMPLETĂ FAȚĂ DE REȚEAUA DE ALIMENTARE. Circuitul consumă doar 30 mA, ceea ce permite alimentarea sa direct de la aparatul TV. La intrare se poate aplica semnalul video complex sau semnalul complex de sincronizare. Când bobina releului este pusă sub tensiune, ca urmare a detectării impulsurilor de sincronizare de 60 Hz, semireglabilul figurat lângă aceasta șuntează elementul de control al frecvenței din interiorul televizorului. Nu în toate cazurile este suficientă o simplă șuntare a elementului de control existent, dar problema poate fi rezolvată utilizând un releu cu unul sau mai multe contacte.

Cele două tranzistoare de la intrarea circuitului formează un amplificator diferențial care lucrează ca un comparator. Tensiunile pe bazele lor sunt, teoretic, egale când P1 este reglat la 0 Ω. C1 și D1 determină ca nivelul de stingere al semnalului video să fie deplasat astfel încât impulsurile de sincronizare să fie cu 0,6 V sub potențialul de referință din bară (pragul de comutare). Pentru ca montajul să lucreze cu semnalele video de 1 V_{VV}, se reglează pragul de comutare cu ajutorul lui P1. Amplitudinea impulsurilor de sincronizare este de 30% din cea a semnalului video complex, adică 0,3 V, deci reglajul optim pentru pragul de comutație este la 0,5 x 0,3 = 0,15 V. După comparator urmează o rețea de integrare care elimină componentele de sincronizare pe orizontală. Următorul etaj este un circuit diferențial pentru impulsurile de sincronizare pe verticală (50 sau 60 Hz), cărora li se dă o lățime determinată.

Ulterior, când impulsurile astfel obținute sunt integrate, amplitudinile medii pot fi reglate astfel încât să se încadreze fie sub, fie deasupra pragului de comutare al unui trigger Schmitt. În practică, este preferabil să fie utilizată o constantă de timp minimă pentru integrator, astfel încât la ieșire să fie furnizate impulsuri de 50 Hz, sau o tensiune continuă, când circuitul este pilotat cu un semnal de 60 Hz. Aceasta înlesnește reglajul fin al pragului de comutare și necesită în plus un singur integrator, pentru a elimina impulsurile de 50 Hz. Semnalele digitale astfel obținute sunt foarte comod de utilizat pentru comanda unui releu.

Reglajul circuitului este simplu: aplicați un semnal video de 60 Hz și reglați pragul de comutare (cu semireglabilul de 500 kΩ) până când releul acționează. Apoi reglați semireglabilul auxiliar, pentru frecvența cadrelor, până când imaginea devine stabilă. Diodele notate DUS sunt cele de tip uzual, de semnal mic, cu siliciu, cum ar fi 1N914 sau 1N4148.

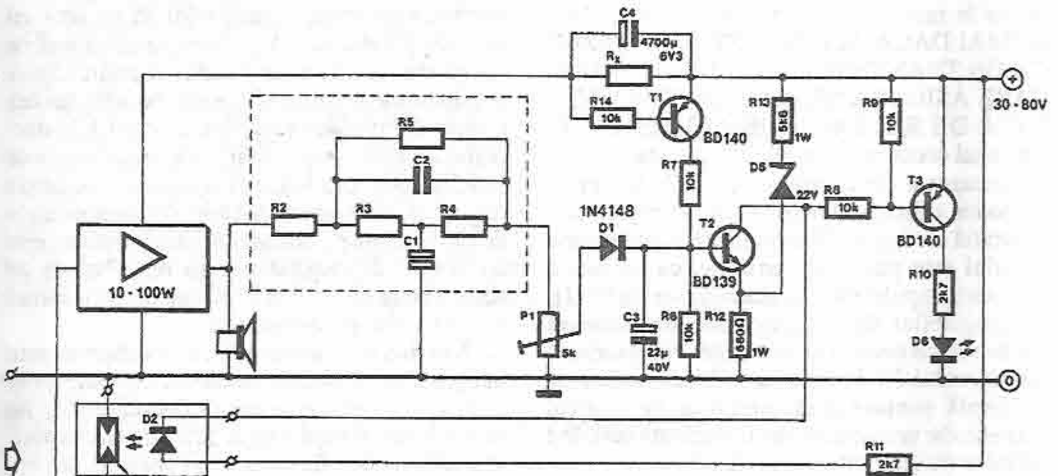
004 *Limitator automat de volum*

Acest circuit limitează puterea la ieșirea unui amplificator de AF în momentul în care sunt depășite valorile predefinite ale amplitudinii și frecvenței semnalului de ieșire, sau cea a curentului.

Curentul prin amplificator este măsurat cu ajutorul lui Rx. Tranzistorul T1 conduce și deschide limitatorul de volum pe T2, atunci când tensiunea care cade pe Rx depășește 0,56 V. Limitatorul reduce amplitudinea semnalului de intrare de AF șuntându-l cu o rezistență variabilă formată dintr-o fotorezistență (LDR), care este luminată de LED-ul D2.

Filtrul în T conectat la difuzorul de la ieșirea amplificatorului poate, de asemenea, să acționeze și limitatorul de volum, prin intermediul semireglabilului P1, permițând în acest fel atingerea punctului de atac al limitatorului ca funcție de valoarea amplitudinii și frecvenței semnalului de ieșire. Tabelul indică valorile de configurare a filtrului pentru trei domenii de reglaj al puterii de ieșire a amplificatorului. Condensatorul C1 este de tip bipolar. Filtrul este montat astfel încât să protejeze difuzoarele boxei contra suprasarcinilor, atât la joasă, cât și la înaltă frecvență.

Emitorul lui T2 este pus la un potențial de referință care urmărește tensiunea de alimentare a amplificatorului. În acest fel, fluctuațiile tensiunii de alimentare au efect direct asupra polarizării lui T2. El va rămâne blocat până când tensiunea dintre bază și emitor depășește valoarea de 0,6 V. Aprinderea LED-ului D6 indică atingerea pragului critic al limitatorului. Din momentul în care D2 luminează cu intensitate maximă, devine inutilă acționarea elementului de control situat pe amplificator pentru mărirea în continuare a volumului.



FILTRU						
P	R2	R3	R4	R5	C1	C2
< 25 W	680 Ω	1,5 kΩ	1,5 kΩ	1,5 kΩ	10 µF	150 nF
25-60	1 kΩ	2,2 kΩ	2,2 kΩ	3,3 kΩ	5 µF	100 nF
>60	1,5 kΩ	2,7 kΩ	2,7 kΩ	5,6 kΩ	4,7 µF	68 nF

LED-ul și LDR-ul sunt montate într-o cutiuță ce nu permite pătrunderea luminii, de exemplu, o casetă de rolfilm. Utilizând pentru D2 un singur LED, vom obține o atenuare de 15 dB. Pentru a o mări la 20 sau 23 dB, se vor monta încă unul sau două LED-uri în serie cu D2. Distorsionarea semnalului de intrare este redusă, și problemele de feedback, frecvente în circuitele construite cu FET-uri, sunt evitate, în cazul nostru. Rezistența serie R1 este dimensionată în funcție de ceea ce dorim să obținem de la limitator, de nivelul semnalului și de impedanța la intrarea amplificatorului.

Trebuie observat că acest montaj de limitator este relativ lent. Acest dezavantaj este dat de faptul că are o inerție de circa 100 ms. Pentru a limita doar vârfurile de tensiune, schema poate fi simplificată prin înlăturarea filtrului și aplicarea semnalului de la difuzor direct pe P1.

La o tensiune de alimentare de 40 V, și cu diodele D2 și D6 aprinse, limitatorul are un consum mediu de 35 mA.

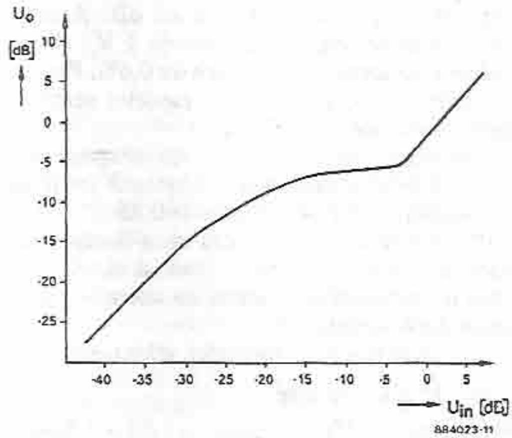
005 *Control automat al volumului (CAV)*

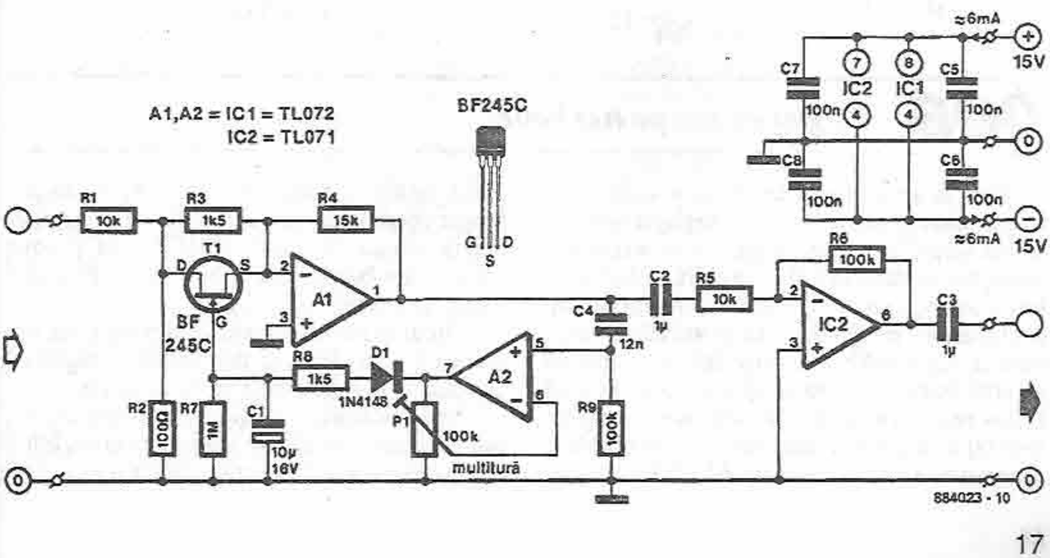
Montajul propus furnizează un semnal de intrare mai puțin bogat în armonici și o amplificare suplimentară, între anumite limite (atâta vreme cât această compresie nu distorsionează). Ca urmare, el elimină acele diferențe de intensitate, supărătoare, dintre vorbire și muzică, ce apar uneori la radio și la televizor.

Principiul pe care se bazează această schemă este extrem de simplu.

Tranzistorul cu efect de câmp T1 este utilizat ca rezistență variabilă. Valoarea acesteia, $r_{DS(on)}$, poate varia de la infinit până la circa 150 Ω. Ea este în paralel cu R3 și, împreună cu R4, determină amplificarea lui A1. Fără FET, câștigul lui A1 este de circa 20 dB.

Amplificatorul operațional A2 este conectat ca amplificator neinversor, a cărui amplificare poate fi variată cu P1. Componenta negativă a semnalului de la ieșirea lui A2 este aplicată pe





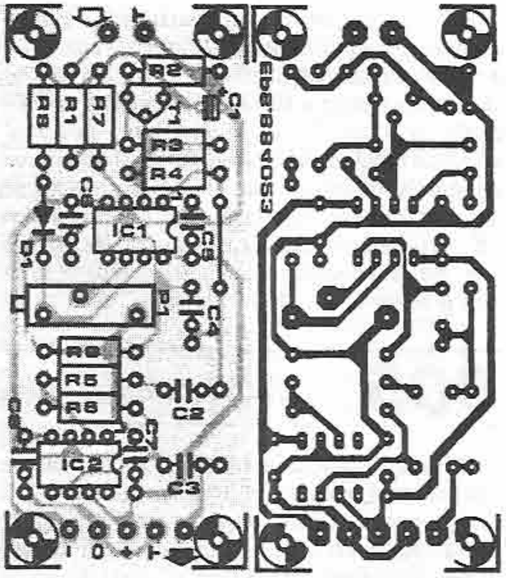
poarta lui T1 prin circuitul redresor format din D1, C1, R7 și R8. Rezistența R8 are rolul de a face comutarea lui T1 graduală. Aceasta înseamnă că va exista o mică întârziere înainte ca T1 să acționeze; cu alte cuvinte, variațiile scurte ale nivelului de intrare nu vor afecta amplificarea globală. Reducerea amplificării se face, de asemenea, gradat, deoarece C1 trebuie să se descarce prin R7.

Din cauză că rezistența internă a lui T1 este influențată de tensiunea drenă-sursă, U_{DS}, nivelul semnalului trebuie să fie menținut cât mai scăzut posibil (datorită utilizării amplificatoarelor operaționale, nu există tensiune continuă pe joncțiunea drenă-sursă). De aceea este prevăzut la intrare un atenuator, R1-R2, care asigură o atenuare de 40 dB. Acesta permite ca semnalele de până la 1 V_{ef} să nu sufere o distorsiune mai mare de 0,6%. Pentru semnale de intrare de 1 V_{ef}, raportul semnal/zgomot este de circa 70 dB.

Amplificarea dată de A1 și A2 compensează pierderile din atenuator: câștigul total al circuitului, cu T1 blocat, este de 0 dB.

R9-C4 reprezintă un filtru trece-sus care are rolul de a face ca frecvențele joase să nu afecteze prea mult controlul. Punctul de tăiere se poate regla după dorință.

Semnalele cu un nivel mai scăzut decât cel reglat cu P1 sunt amplificate cu un factor de maximum 6,9 (amplificare = 17 dB). Diagrama indică dependența dintre nivelul de intrare și cel de ieșire.



Tensiunea de alimentare necesară este de ±15 V iar curentul absorbit de circuit va fi de 6 mA.

Listă de componente

Rezistențe (± 5%):
R1, R5 = 10 kΩ
R2 = 100 Ω
R3, R8 = 1,5 kΩ
R4 = 15 kΩ
R6, R9 = 100 kΩ
R7 = 1 MΩ
P1 = 100 kΩ multitură

Condensatoare:
C1 = 10 µF / 16 V
C2, C3 = 1µF, MKT
C4 = 12 nF
C5 ÷ C8 = 100 nF

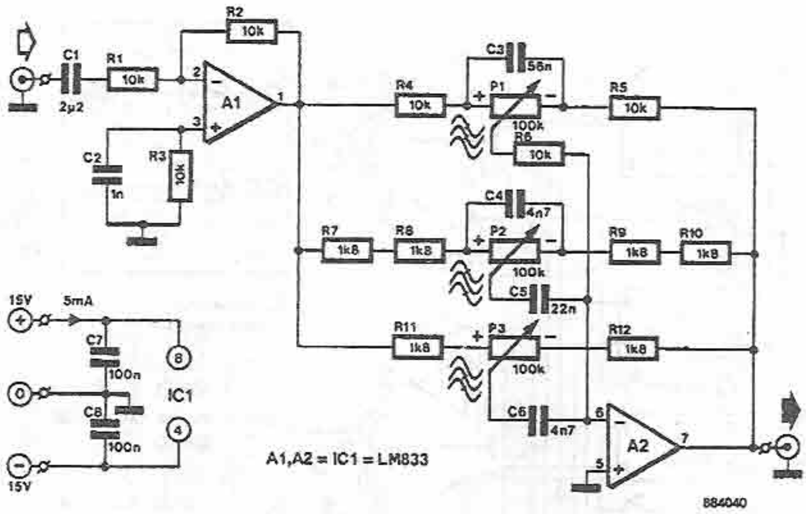
Semiconductoare:
D1 = 1N4148
T1 = BF245C
IC1 = TL072
IC2 = TL071

006 *Reglaj de ton pe trei benzi*

Deși în aparatura audio de bună calitate nu este necesar să se facă manual reglajul tonului, există totuși anumite situații – de exemplu, redarea unor înregistrări foarte vechi – când acest lucru devine necesar. Un astfel de reglaj de ton, suplimentar, ne permite să modificăm, după dorință, răspunsul în frecvență, fără ca acest lucru să aibă vreo influență asupra echipamentului audio respectiv, și utilizând în acest scop un montaj compact. Componenta principală a schemei este circuitul integrat LM833 produs de firma National Semiconductor. Acest amplificator operațional dual are un factor de zgomot foarte scăzut (4,5 $nV/\sqrt{f}$ (Hz)), un produs amplificare-bandă foarte bun (15 MHz) și o viteză de creștere de 7 V/µs.

Circuitul pentru reglajul de ton cuprinde trei domenii, astfel încât să fie posibil un reglaj de „prezență" la o frecvență de circa 1 kHz.

Amplificatorul operațional de la intrare, A1, este conectat ca un circuit-tampon inversor. Intrarea sa neinversoare este conectată la o rezistență



de 10 kΩ, pentru a echilibra curentul continuu la ambele intrări (ca efect al curenților de polarizare). Acest lucru este necesar pentru a se menține ieșirea lui A1 la un potențial foarte apropiat de 0 V, din cauza cuplajului galvanic cu A2.

Cel de-al doilea amplificator are, în bucla sa de reacție, un circuit de control al tonului, cu trei căi, ale căror frecvențe de tăiere sunt determinate de valorile celor patru condensatoare.

Dacă se dorește, mai poate fi adăugat un condensator la ieșirea lui A2, deoarece tensiunea continuă la ieșirea acestui amplificator operațional variază într-o oarecare măsură odată cu reglajul potențiometrelor.

Punctele de tăiere pentru filtrele de joasă frecvență și înaltă frecvență sunt la circa 200 Hz și, respectiv, 2 kHz. Reglajul de prezență acționează la circa 1 kHz.

Atenuarea maximă este de aproximativ 16 dB.

Cu toate cursoarele potențiometrelor reglate la mijlocul cursei, raportul semnal/zgomot este mai mare de 90 dB, pentru o lățime a benzii de 1 MHz. Amplificarea este de 0 dB, dar poate fi reglată modificând valoarea lui R2.

007 Divizor electronic de semnal

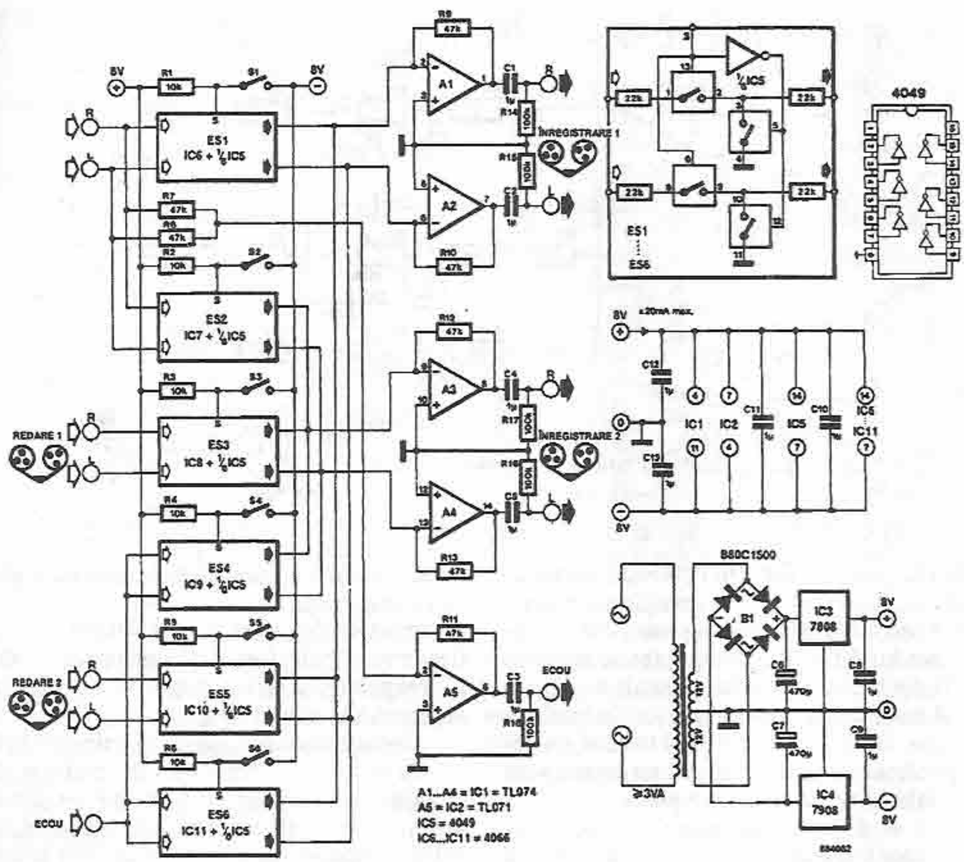
Problema este binecunoscută: cu cât avem de-a face cu mai multe surse de semnal, cu atât mai mare este încâlceala de fire interconectate și, de asemenea, brumul captat de aparatul de înregistrare. Montajul de față ne ajută să depășim aceste dificultăți și consecințele lor nedorite. Structura modulară a acestui divizor de semnal ne permite să-l adaptăm în funcție de necesitățile particulare (schema prezentată aici ne sugerează doar una dintre variantele posibile).

Divizorul de semnal poate să interconecteze o aparatură relativ complexă, ținând seama că el are două intrări de magnetofon, intrare de ecou și intrare auxiliară. În exemplul oferit, sunt utilizate șase comutatoare pentru dirijarea semnalelor. Funcțiile acestora sunt sintetizate în tabel.

Alimentarea montajului cu tensiune de 8 V, simetrică, este proiectată în mod clasic, deci nu mai necesită explicații suplimentare.

Structura internă a „cutiilor negre" ES1 ÷ ES6 este detaliată în partea din dreapta-sus a

Comutator	Funcție
S1	Intrare → bandă 1 (înregistrare)
S2	Intrare → bandă 2 (înregistrare)
S3	Bandă 1 (redare) → bandă 2 (înregistrare)
S4	ECHO (intrare) → bandă 2 (înregistrare)
S5	Bandă 2 (redare) → bandă 1 (înregistrare)
S6	ECHO (intrare) → bandă 1 (înregistrare)



schemei. Fiecare canal presupune prezența a două perechi de comutatoare electronice care sunt controlate în mod complementar de nivelul logic existent la intrarea S. Când aceasta are polaritate pozitivă, comutatoarele figurate orizontal (înseriate) în schemă sunt închise, iar cele figurate vertical (derivație) sunt deschise. Situația se prezintă exact invers atunci când S are polaritate negativă (Sx închis). Prototipurile au prezentat o diafonie de –85 dB și o separare a canalelor mai mare de 75 dB. Raportul semnal/zgomot a fost de peste 100 dB, iar distorsiunile au avut valori mai mici de 0,01%.

Canalele „stânga" și „dreapta" ale intrării auxiliare sunt interconectate prin R7 și R8. Semnalul mono astfel obținut este apoi amplificat în A5 și furnizat la borna ECHO. Amplificarea circuitelor AO este determinată de reacția prin rezistoare (R9 ÷ R13).

Consumul scăzut de curent al divizorului de semnal (20 mA) face posibilă și varianta alimentării de la o pereche de baterii de 9 V, în cazul în care montajul nu este utilizat prea frecvent.

008 *Preamplificator simplu pentru pick-up*

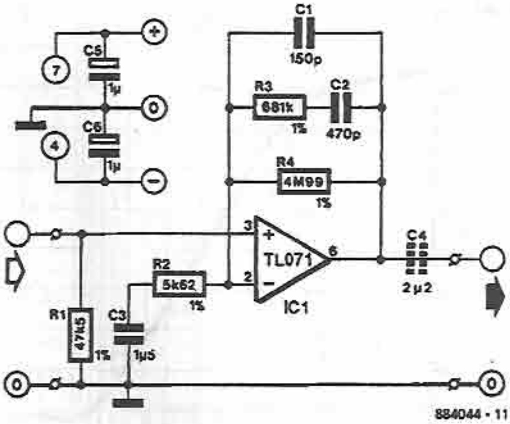
Această schemă demonstrează că un preamplificator pentru doze de pick-up magnetodinamice poate fi realizat într-un mod relativ simplu, încadrându-se totuși în caracteristica IEC în ceea ce privește răspunsul în frecvență. Comparativ cu caracteristica RIAA, caracteristica de frecvență IEC are un punct suplimentar de întoarcere, la 20 Hz – vezi fig. 1.

Din schema circuitului, fig. 2, se vede că intrarea și ieșirea preamplificatorului, realizat cu circuitul TL071, sunt cuplate în curent continuu, făcând posibilă determinarea cu precizie a

punctului de întoarcere definit anterior cu ajutorul rețelei R2-C3. Offsetul de ieșire al preamplificatorului este în jur de 3 mV. Condensatorul de la ieșire, C4, poate fi montat în cazul în care tensiunea de offset nu poate fi acceptată la intrarea amplificatorului de linie sau al celui de putere.

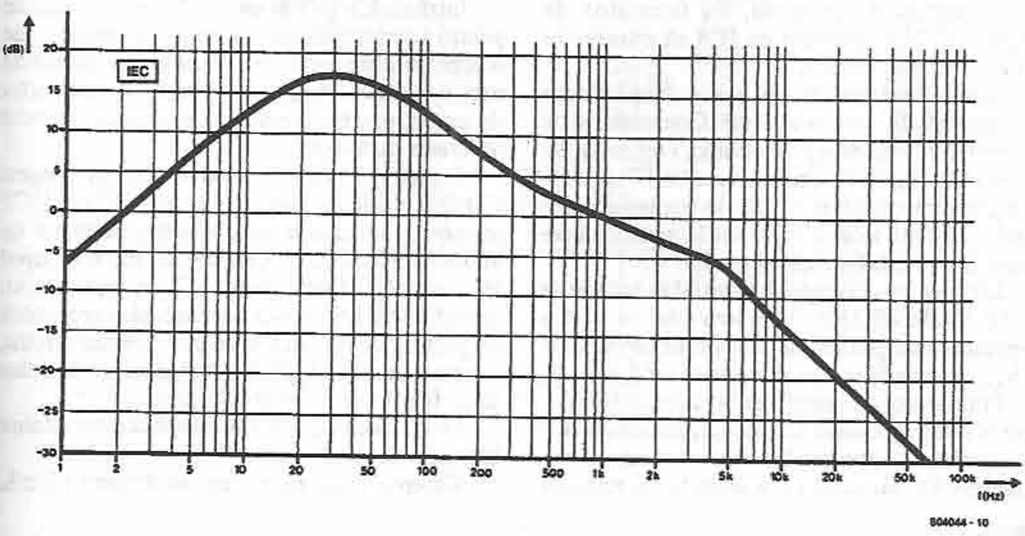
Pentru respectarea optimă a caracteristicii IEC a curbei de frecvență este recomandabil să se utilizeze, pentru C1 și C2, condensatoare cu polistiren (Siemens *Styroflex*), cu toleranță mică, iar pentru C3 – un condensator MKT. Rezistențele sunt, de preferință, cu peliculă metalică, de înaltă stabilitate, din seriile E48 sau E96, deși pot fi utilizate și cele din seriile E12, mai ieftine și mai ușor de procurat, cu care se pot obține rezultate acceptabile – cu condiția să fie selectate pentru valoarea cerută – folosind un ohmmetru digital. Acesta a fost motivul pentru care R2 a fost dimensionată la valoarea 5,62 kΩ (E12: 5,6 kΩ). Această rezistență dă un punct de întoarcere la 18,9 Hz, în locul valorii necesare, de 20 Hz, astfel că răspunsul în joasă frecvență (până la 50 Hz) al preamplificatorului prezintă o ușoară deviație de la caracteristica standard IEC. Deviația amplificării, Δ, în raport cu valorile impuse de caracteristica IEC, este dată, ca funcție de frecvență, în fig. 3. Cu prototipul preamplificatorului, construit cu componente având valorile date în fig. 2, s-au obținut următoarele rezultate: câștigul în tensiune: 39 dB la 1 kHz; raportul semnal/zgomot: peste 70 dB la 1 kHz și 100 mV semnal de ieșire (până la 80 Hz: mai mare de 60 dB).

2

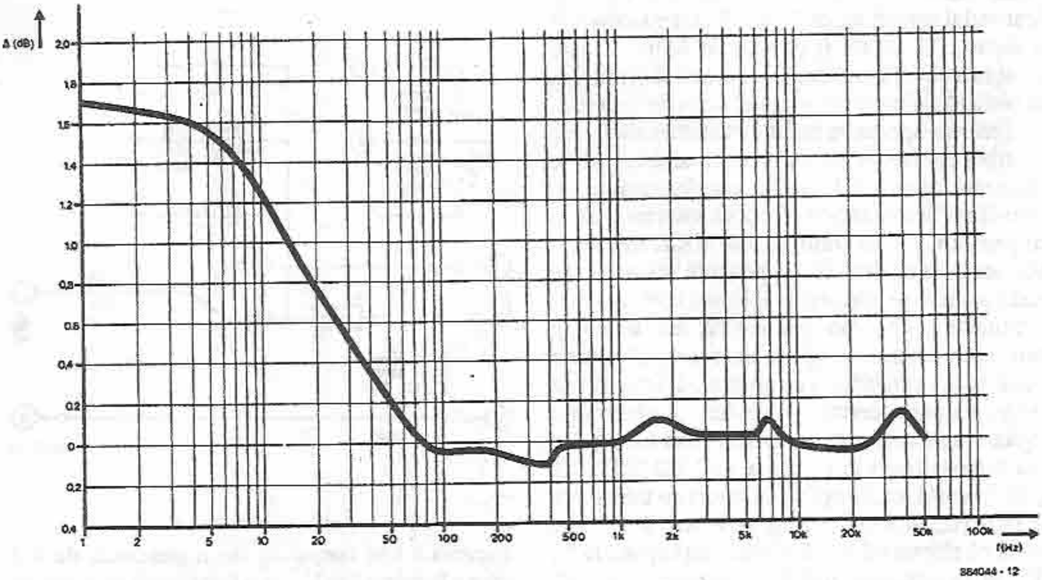


Intrarea a fost conectată la un generator de test care a furnizat 1 mV_{ef} pe o impedanță de ieșire de 1 kΩ. Circuitul trebuie alimentat de la o sursă de tensiune bine stabilizată, simetrică (preferabil ±15 V, dar poate fi și de ±12 V sau ±8 V). Sursa de tensiune adecvată va fi foarte ușor de construit pe baza a două circuite integrate stabilizatoare de tensiune de tipul 78Lxx și 79Lxx, care pot reduce tensiunile de alimentare deja disponibile în amplificatorul de linie sau final. Consumul de curent al preamplificatorului este de numai 2 mA.

1



3



009 *Control în trepte al volumului*

Circuitul este compus din trei părți distincte. Prima dintre ele constă dintr-un amplificator liniar, IC1a și IC1b. Cea de-a doua este un numărător digital, IC3, care convertește un cod binar într-o valoare de rezistență, prin intermediul lui IC2. Această valoare este utilizată pentru a controla nivelul de amplificare. În final, un formator de impulsuri, IC4, permite ca IC3 să numere în sens direct sau invers.

Amplificatorul IC1b are o amplificare comutabilă, de 0 dB sau 24 dB. Comutatorul de control, S3, este de tip electronic, comandat de ieșirea Q_D a lui IC3. Amplificarea lui IC1a poate fi reglată între 0 dB și 21 dB, în trepte de 3 dB. Astfel, câștigul total al celor două amplificatoare poate fi reglat între 0 dB și 45 dB.

Lățimea benzii amplificatorului se întinde de la 10 Hz la 40 kHz. Valoarea vârf la vârf a semnalului amplificat nu trebuie să depășească 8 V_{VV}, la o tensiune de alimentare de 5 V.

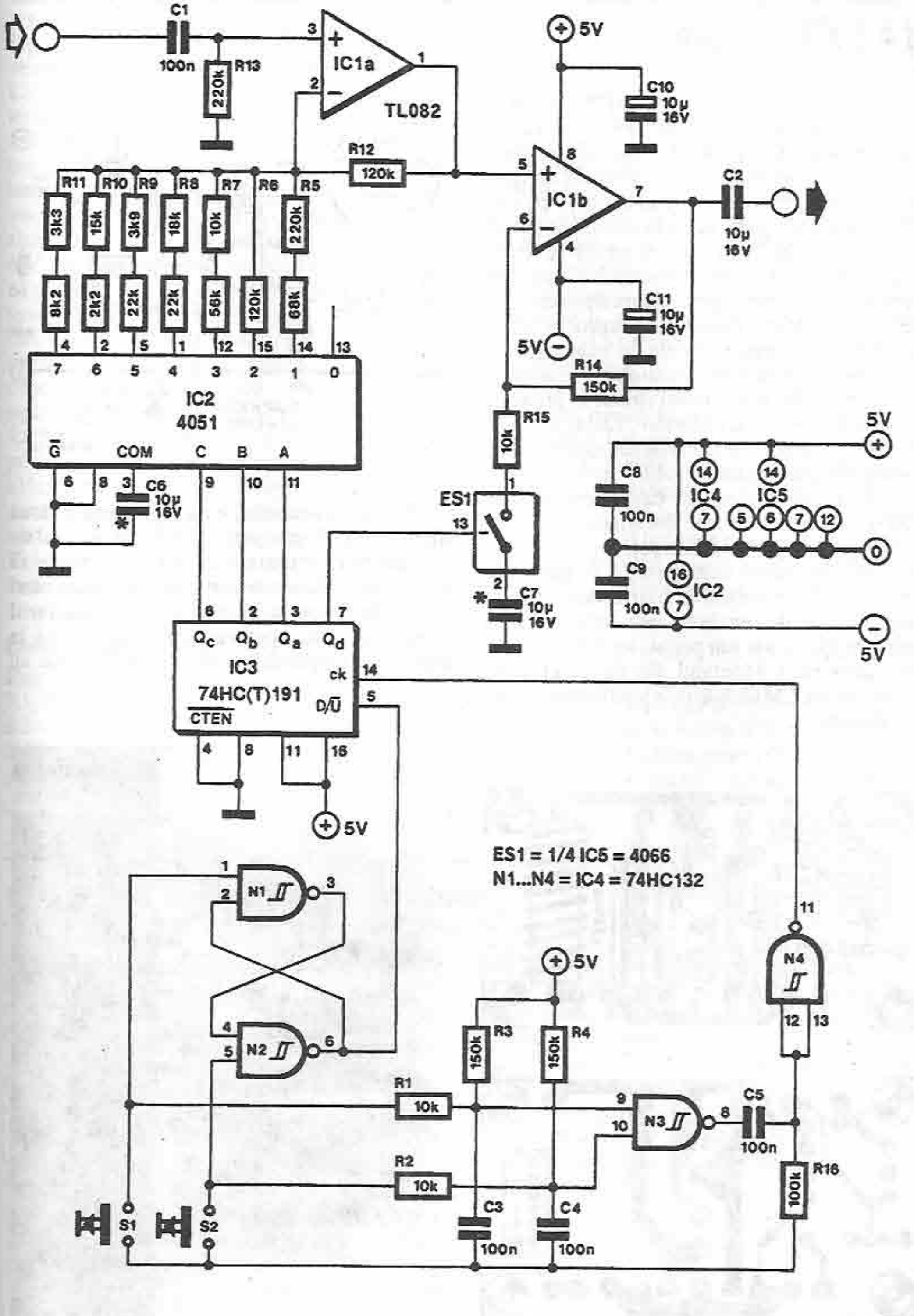
Formatorul de impulsuri, realizat cu bistabilele N1-N2 și rețeaua C5-R16, îi indică lui IC3 dacă trebuie să numere în sens direct sau invers. Rețelele RC au rolul de a elimina impulsurile parazite. Temporizarea introdusă de rețelele RC la intrarea lui N3 fac ca impulsurile de tact să nu apară la intrarea de tact a lui IC3 înainte de a se fi stabilit sensul de numărare. Dacă este necesar, poziția numărătorului poate fi deplasată în sus sau în jos prin intermediul comutatorului S1, respectiv, S2.

Intrările Ck și $D/\overline{U}$ ale lui IC3 pot fi utilizate pentru a conecta un potențiometru software: câte o conexiune pe două fire pentru fiecare comandă este suficientă. Pentru adaptarea a patru astfel de potențiometre digitale este necesar un port utilizator de 8 biți.

Pentru IC2 poate fi folosit un circuit integrat CD4051 standard, deoarece tipurile HC sau HCT nu permit utilizarea unei tensiuni negative de alimentare la pinul 7. Celelalte CI pot fi de tipul HC sau HCT. Dacă pentru IC3 se folosește un circuit de tip LS, atunci sunt necesare rezistențe de pull-up de 4,7 kΩ la ieșirile acestui circuit, pentru a adapta nivelurile de tensiune ale celor două familii de circuite numerice.

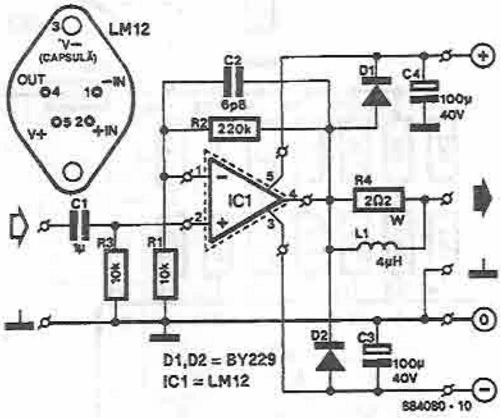
De notat că C2, C6 și C7 sunt condensatoare bipolare electrolitice.

Curentul total prin circuit este de circa 10 mA.

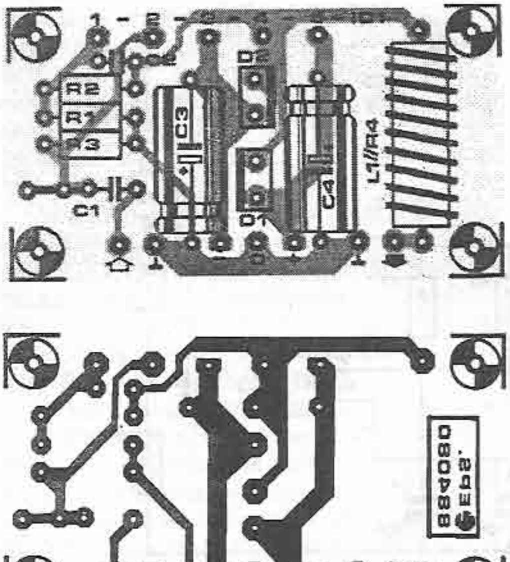

C1
100n
R13
220k
IC1a
TL082
R12
120k
+5V
C10
10µ
16V
IC1b
C2
10µ
16V
R11 R10 R9 R8 R7 R6 R5
3k3
15k
3k9
18k
10k
220k
8k2
2k2
22k
22k
56k
120k
68k
IC2
4051
COM
C6
10µ
16V
C11
10µ
16V
5V
R14
150k
R15
10k
ES1
C7
10µ
16V
5V
C8
100n
IC4
IC5
C9
100n
IC2
5V
0
IC3
74HC(T)191
CTEN
ck
D/Ū
5V
ES1 = 1/4 IC5 = 4066
N1...N4 = IC4 = 74HC132
N1
N2
N3
N4
R1
10k
R2
10k
5V
R3
150k
R4
150k
C3
100n
C4
100n
C5
100n
R16
100k
S1
S2

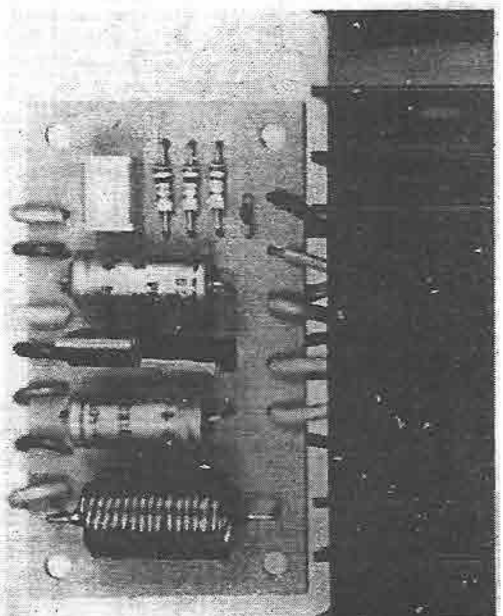
010 Amplificator AF de putere, monocip, de 150 W

Amplificatorul operațional LM12, realizat de National Semiconductor, are cel puțin o caracteristică remarcabilă: posibilitatea de a furniza la ieșire un curent foarte mare, de circa 10 A. Integratul este încapsulat într-o carcasă TO-3 cu 4 pini, poate suporta vârfuri de putere de până la 800 W și are suficiente protecții interne pentru a preveni eventuale deteriorări provocate de supracurenți și supratensiuni, sau de supraîncălzire. Temperatura maximă admisibilă a tranzistoarelor finale de putere (de pe cip) este măsurată pentru controlul limitatorului ce face parte din așa-numitul *circuit de protecție a zonei de siguranță dinamice*. Etajul de ieșire de putere nu este conectat la pinul respectiv până când tensiunea de alimentare nu depășește 14 V (±7 V). Când temperatura cipului crește peste 150°C, se face automat deconectarea ieșirii. Circuitele integrate LM12 pot fi conectate în paralel, sau într-o configurație în punte, în aplicațiile ce necesită o foarte mare putere (regulatoare de tensiune, controlere pentru motoare pas cu pas sau pentru servomecanisme de putere etc.). Montajul din figură propune utilizarea lui LM12 într-un amplificator AF de mare putere.



Schema circuitului indică prezența a două diode la ieșirea integratului. Acestea au rolul de a preveni ca excursia tensiunii la ieșire să depășească valoarea tensiunii de alimentare când etajul de ieșire în contratimp din interiorul integratului este supracomandat iar sarcina la ieșire este preponderent inductivă. Diodele au





și rolul de a proteja ieșirea integratului atunci când ieșirea este scurtcircuitată față de tensiunea de alimentare pozitivă sau negativă. Integratele LM12CL și LM12C pot fi și ele utilizate, dar cu tensiuni maxime de utilizare de ±30 V și respectiv ±40 V. Curenții de polarizare de intrare sunt compensați deoarece circuitul este proiectat pentru impedanțe egale la intrările inversoare și neinversoare ale amplificatorului operațional. Tensiunea de offset la intrare este de maximum 20 mV. Dacă se consideră prea mare această valoare, ea poate fi compensată complet, aplicându-se o tensiune de compensare de offset adecvată la una dintre intrări (folosind un divizor de tensiune bine decuplat). Tensiunea de offset de ieșire a fost cuprinsă între 100 și 200 mV, la montajele realizate practic, fără circuite de compensare.

Banda amplificatorului, pentru înjumătățirea puterii (– 3 dB), este cuprinsă între 16 Hz și 40 kHz; distorsiunile sunt de aproximativ 0,02% pentru P_O = 1 W și R_L = 2 Ω sau 4 Ω. La putere maximă, distorsiunile cresc la 0,05% (U_b = ±30 V; R_L = 4 Ω). Curentul maxim este obținut la o sarcină de 2 Ω, dar, în acest caz, distorsiunile cresc la 0,1%.

Curentul de repaus al amplificatorului este cuprins între 65 și 100 mA. Bobina L1 are 40 de spire din conductor de cupru emailat cu ∅ = 1 mm, bobinate pe rezistența R4. Ea folosește în principal la corecta funcționare a amplificatorului cu reacție la sarcini capacitive, cum sunt filtrele de separare pentru difuzoare.

Este limpede că sursa de alimentare pentru amplificator trebuie să poată îndeplini cerințele pentru curentul maxim absorbit de LM12. În cazul utilizării unui LM12CL, este recomandabil să se folosească un transformator toroidal care furnizează în secundar 2 x 22 V (caz în care puterea de 150 W se poate obține numai pe o sarcină de 2 Ω).

În funcție de aplicația în care este utilizat și de puterea cerută la ieșire, secundarul transformatorului trebuie să poată furniza între 7 și circa 12 A. Condensatoarele de filtrare din sursa de alimentare simetrică nu trebuie să fie mai mici de 20000 µF pe fiecare ramură.

În sfârșit, IC1 trebuie fixat cu șuruburi pe un radiator termic de dimensiuni mari, de care trebuie să fie foarte bine izolat electric.

Listă de componente

Rezistențe (± 5%):
R1, R3 = 10 kΩ
R2 = 220 kΩ
R4 = 2,2 Ω; 4 W

Condensatoare:
C1 = 1 µF, MKT
C2 = 2,8 pF
C3, C4 = 100 µF / 40 V

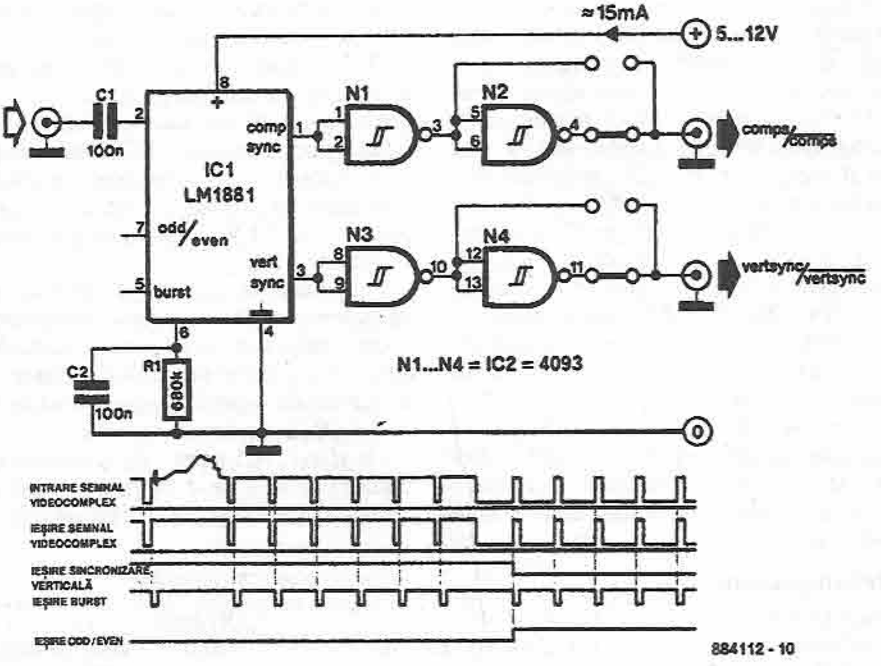
Semiconductoare:
D1, D2 = BY229
IC1 = LM12 (National Semiconductor)

Diverse:
Radiator termic de dimensiuni mari pentru IC1(≤ 1,5OC/W)
Izolație pentru IC1
Circuit imprimat tip 884080

011 *Separator de sincronizare*

Circuitul integrat LM1881, produs de National Semiconductor, este un separator de sincronizare care și-a găsit deja utilizarea în nenumărate aplicații comerciale.

Utilizarea practică a acestui cip este comodă, deoarece este necesar un număr minim de componente discrete adiționale. Rețeaua R-C de la pinul 6 controlează temporizările interne ale cipului și lățimea impulsurilor de sincronizare de la ieșire. În schema dată aici, constanta R-C este dimensionată pentru frecvența liniilor, de 15.625 Hz, utilizată în televiziune. La intrarea circuitului poate fi folosit un semnal video complex, cu niveluri cuprinse între 0,5 V_{VV} și 2 V_{VV}. Porțile N2 și N4 au rolul de a permite comanda monitoarelor care necesită semnale de sincronizare inversate. Amplitudinea acestora este determinată de tensiunea de alimentare – dacă e folosită cea de 5 V, intrările compatibile TTL pot fi comandate direct.



012 *Comutator stereo cu patru canale*

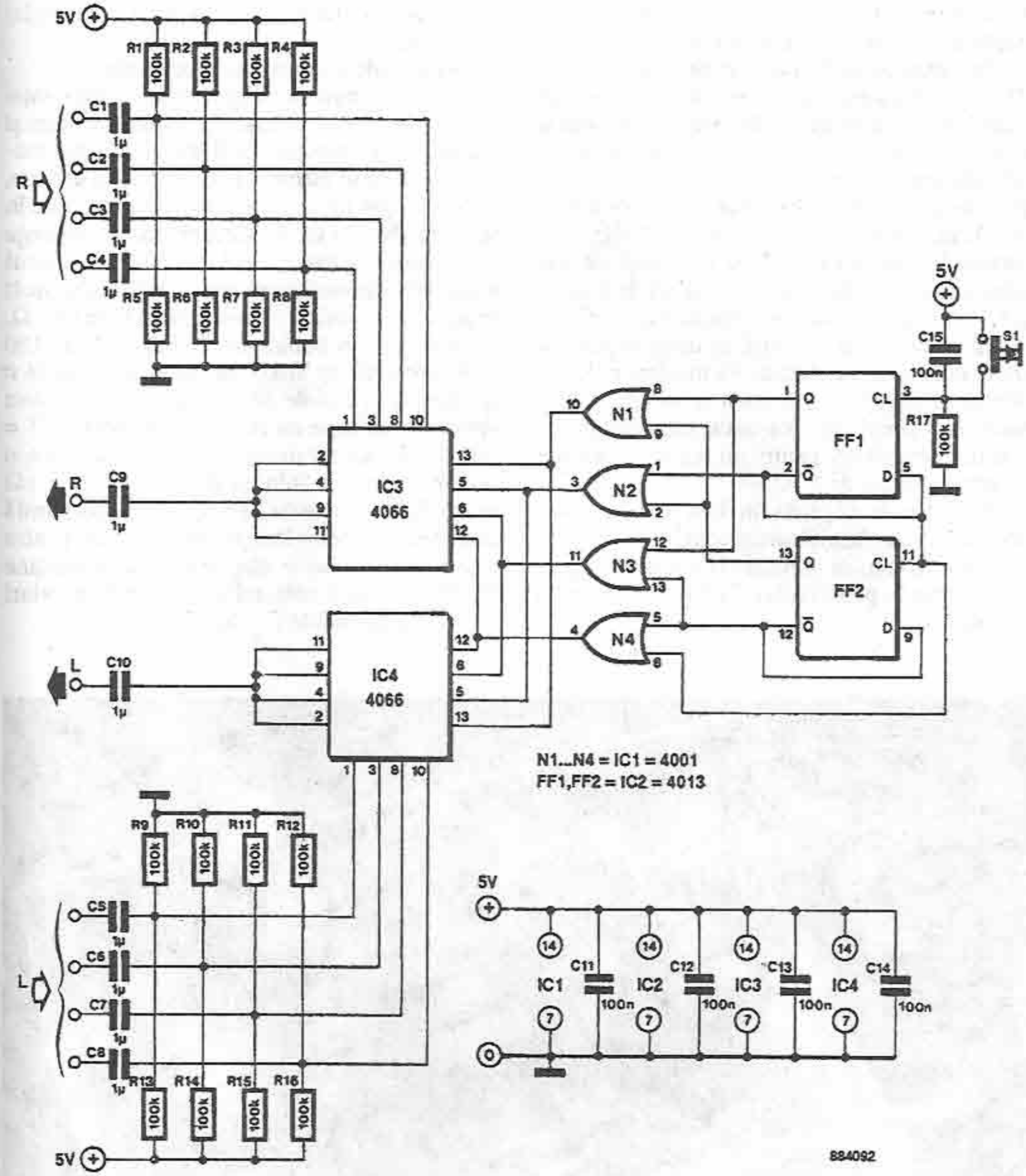
Montajul descris aici permite ca, prin intermediul unui singur comutator, să fie ales unul din patru canale stereo distincte. Comutarea internă este realizată de componente CMOS, pentru a se evita pocniturile, salturile peste poziții și alte neplăceri ce apar de obicei la comutatoarele mecanice.

Celor două bistabile tip D din IC2 li s-a atribuit rolul de divizoare binare, prin conectarea ieșirilor la intrările D. Ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF1 este legată la intrarea de tact a lui FF2, rezultând, astfel, un fel de numărător pe patru biți.

Butonul normal deschis, cu revenire, S1, este conectat la intrarea de tact a lui FF1. Cele patru porți SAU, N1 ÷ N4, decodifică stările de ieșire ale bistabilelor, astfel încât, în orice moment, doar una dintre porți să fie în starea logică „1". Ieșirile porților comandă comutatoarele CMOS din IC3 și IC4. Ieșirile celor patru comutatoare electronice conținute în aceste circuite integrate sunt legate împreună.

Intrarea fiecărui comutator include și un divizor de tensiune, pentru a permite comutatoarelor să lucreze în zona liniară a caracteristicii. Acest lucru asigură distorsiuni minime ale semnalelor audio: dacă nu s-ar adopta această soluție, semialternanțele negative ale acestor semnale ar fi distorsionate, comutatoarele lucrând cu alimentare asimetrică.

Prin montaj va circula un curent de numai 1 mA, la o tensiune de alimentare de 5 V. Aceasta poate fi mărită până la aproximativ 15 V.



013 *Egalizor grafic stereo cu cinci benzi*

Această schemă de egalizor stereo este insolită, deoarece se bazează pe o reacție inductivă. Teoretic, circuitul de reacție negativă aferent amplificatorului operațional A1 ar trebui să realizeze o amplificare sau o atenuare de 15 dB a fiecărui domeniu de frecvență, dar, practic, putem obține doar circa 13 dB, din cauza pierderilor inductive. Când toate cele cinci potențiometre P1 ÷ P5 sunt reglate pe pozițiile de mijloc, vom obține un palier virtual al

răspunsului în frecvență (0 dB). Întreg domeniul controlat de montaj este de circa 33 dB.

Prezența amplificatorului operațional dual TL072 pe fiecare canal reprezintă un compromis între cost și performanță, din punct de vedere al zgomotului și distorsiunilor. Reglat pentru o amplificare de 0 dB, prototipul egalizorului a avut distorsiuni de 0,04%, la un semnal de intrare de 1 kHz, 1 V, și 0,13% la 5 kHz și 10 kHz. Distorsiunile sunt maxime la o frecvență de test situată într-o bandă complet atenuată, în timp ce celelalte patru sunt reglate pentru o amplificare maximă. În aceste condiții, în urma măsurătorilor, au rezultat distorsiuni de maximum 1,5%, absolut acceptabile pentru o schemă de o asemenea simplitate. Raportul semnal/zgomot este de peste 90 dB, pentru un semnal de intrare cu amplitudinea de 1 V.

Curbele de răspuns în frecvență au fost obținute pentru următoarele condiții:

– curba 1: toate reglajele la maxim;

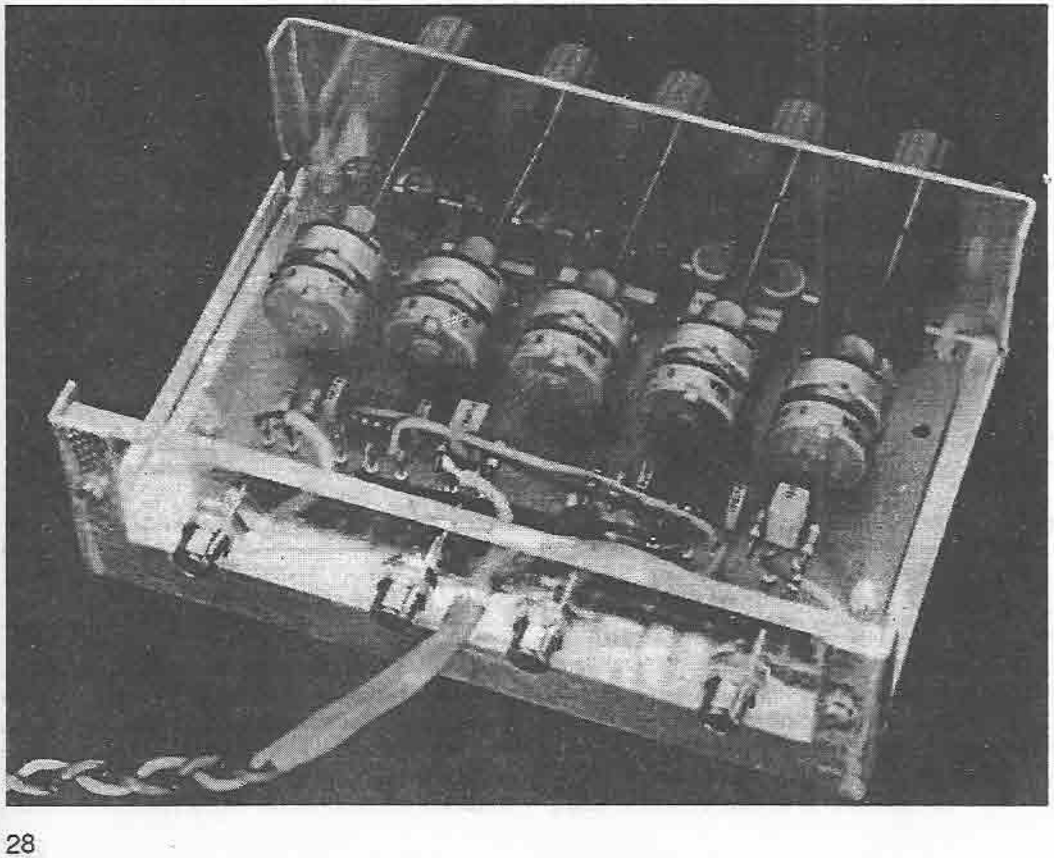
– curba 2: patru reglaje la 0 dB și un reglaj pe maxim;

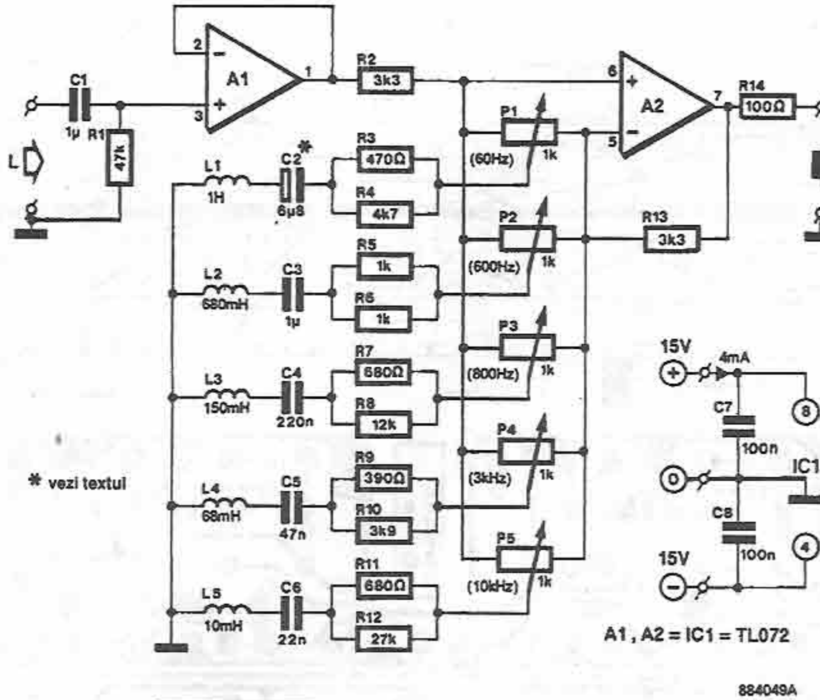
– curba 3: patru reglaje la 0 dB și un reglaj pe minim;

– curba 4: toate reglajele pe minim.

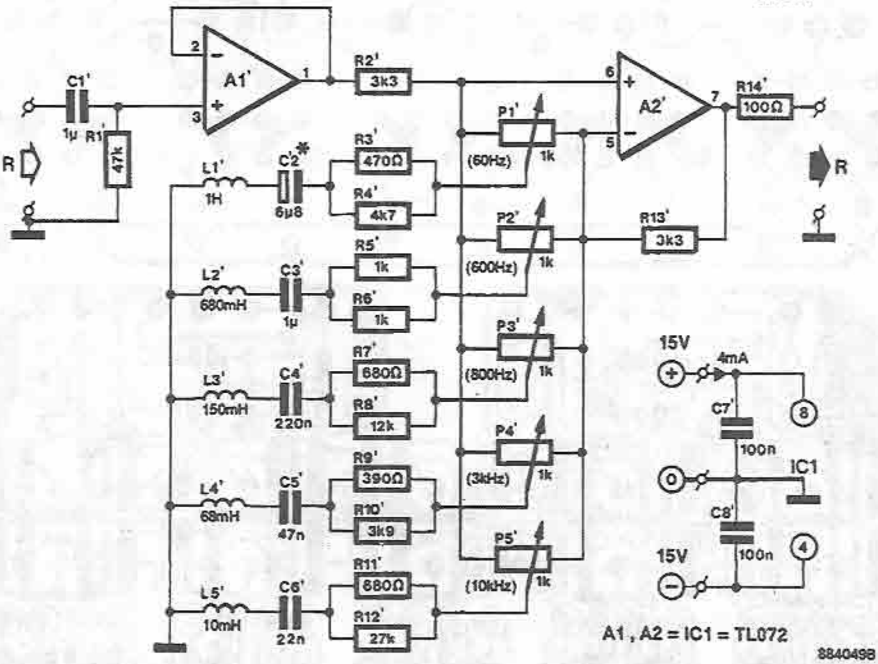
Trebuie acordată atenția cuvenită rezistenței în c.c. a bobinelor. Rezistența totală a bobinei și rezistoarelor înseriate din fiecare buclă de reacție trebuie să se mențină la 680 Ω și, ca urmare, R3 ÷ R12 pot avea alte valori decât cele date în schemă. Măsurați de fiecare dată rezistența bobi-nelor utilizate și apoi deduceți prin calcul valorile necesare pentru rezistoare, astfel încât în total să se obțină valoarea cerută, de 680 Ω.

Exemplu: o bobină tip 239LY-154, de 150 mH, produsă de Toko, la măsurare a avut o rezistență, în c.c. de 37 Ω, fiind necesare deci rezistoare în serie cu rezistența de 680 – 37 = 643 Ω. Această valoare este echivalentă cu o rezistență de 680 Ω în paralel cu una de 12 kΩ (vezi R7-R8 din schemă). Se recomandă folosirea bobinelor încapsulate în ferită, pentru a se reduce cuplajele magnetice și a se menține diafonia la frecvențe relativ înalte la niveluri scăzute, acceptabile (< –60 dB la 10 kHz).

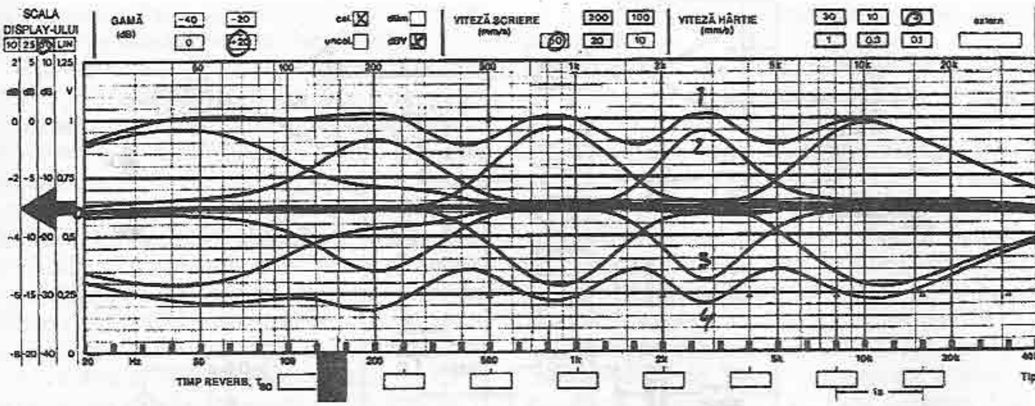


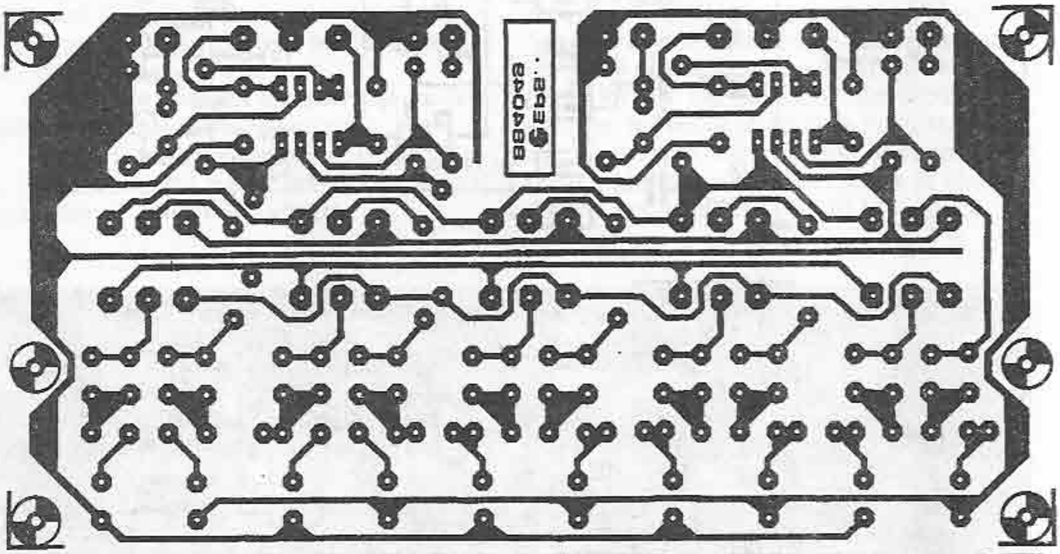


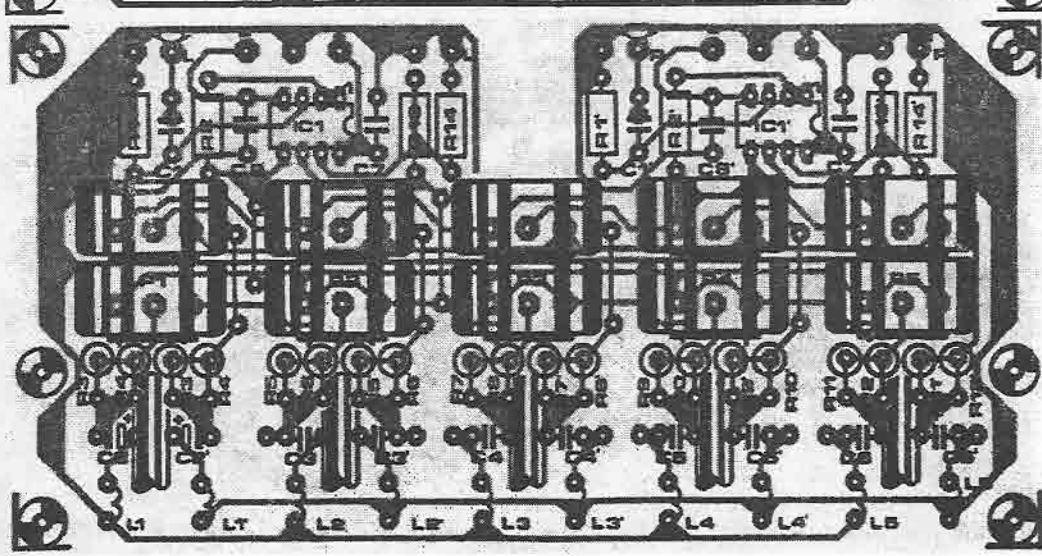
A1
A2
C1
1µ
R1
47k
L
R2
3k3
R14
100Ω
P1
(60Hz)
1k
L1
1H
C2*
6µ8
R3
470Ω
R4
4k7
R13
3k3
L2
680mH
C3
1µ
R5
1k
R6
1k
P2
(600Hz)
L3
150mH
C4
220n
R7
680Ω
R8
12k
P3
(800Hz)
L4
68mH
C5
47n
R9
390Ω
R10
3k9
P4
(3kHz)
L5
10mH
C6
22n
R11
680Ω
R12
27k
P5
(10kHz)
15V
4mA
C7
100n
C8
100n
IC1
* vezi textul
A1, A2 = IC1 = TL072
884049A



A1'
A2'
C1'
1µ
R1'
47k
R
R2'
3k3
R14'
100Ω
P1'
(60Hz)
1k
L1'
1H
C2'*
6µ8
R3'
470Ω
R4'
4k7
R13'
3k3
L2'
680mH
C3'
1µ
R5'
1k
R6'
1k
P2'
(600Hz)
L3'
150mH
C4'
220n
R7'
680Ω
R8'
12k
P3'
(800Hz)
L4'
68mH
C5'
47n
R9'
390Ω
R10'
3k9
P4'
(3kHz)
L5'
10mH
C6'
22n
R11'
680Ω
R12'
27k
P5'
(10kHz)
15V
4mA
C7'
100n
C8'
100n
IC1
A1, A2 = IC1 = TL072
884049B


SCALA DISPLAY-ULUI
GAMĂ (dB)
VITEZĂ SCRIERE (mm/s)
VITEZĂ HÂRTIE (mm/s)
extern
TIMP REVERS.
Hz
1k
2k
5k
10k
20k
40k
1
2
3
4




IC1
IC1'
R14
R14'
L1
L1'
L2
L2'
L3
L3'
L4
L4'
L5

Listă de componente

Rezistențe (± 5%):
R1, R1' = 47 kW
R2, R2', R13, R13' = 3,3 kΩ
R14, R14' = 100 Ω
P1 ÷ P5 = 1 kΩ potențiometru liniar dublu pentru montare pe cablaj.
Următoarele valori sunt orientative (vezi textul):
R3, R3' = 470 Ω
R4, R4' = 4,7 kΩ
R5, R5', R6, R6' = 1 kΩ
R7, R7', R11, R11' = 680 Ω
R8, R8' = 12 kΩ
R9, R9' = 390 Ω
R10, R10' = 3,9 kΩ
R12, R12' = 27 kΩ

Condensatoare:
C1, C1', C3, C3' = 1 µF MKT
C2, C2' = 6,8 µF tantal (perlă)
C4, C4' = 220 nF
C5, C5' = 47 nF
C6, C6' = 22 nF
C7, C7', C8, C8' = 100 nF

Inductanțe:
L1, L1' = 1 H, de exemplu tip Toko 293LY-105
L2, L2' = 680 mH, de exemplu tip Toko 293LY-684
L3, L3' = 150 mH, de exemplu tip Toko 293LY-154
L4, L4' = 68 mH, de exemplu tip Toko 181LY-683
L5, L5' = 10 mH, de exemplu 181LY-103

Semiconductoare:
IC1, IC1' = TL072

Diverse:
Cablaj tip 884049

014 *Adaptor CD-player-casetofon*

De când cu răspândirea CD-playerelor portabile, apare frecvent necesitatea mijloacelor de conectare a acestora la radiocasetofoanele auto, deja folosite în majoritatea autoturismelor particulare. Din păcate, foarte puține dintre aceste casetofoane au prevăzută o bornă adecvată de conectare a CD-playerelor. Am putea totuși rezolva această problemă, cu ajutorul unui adaptor. Chiar dacă îl putem cumpăra, mult mai simplu (și, infinit, mai plăcut) ar fi să-l construim noi înșine.

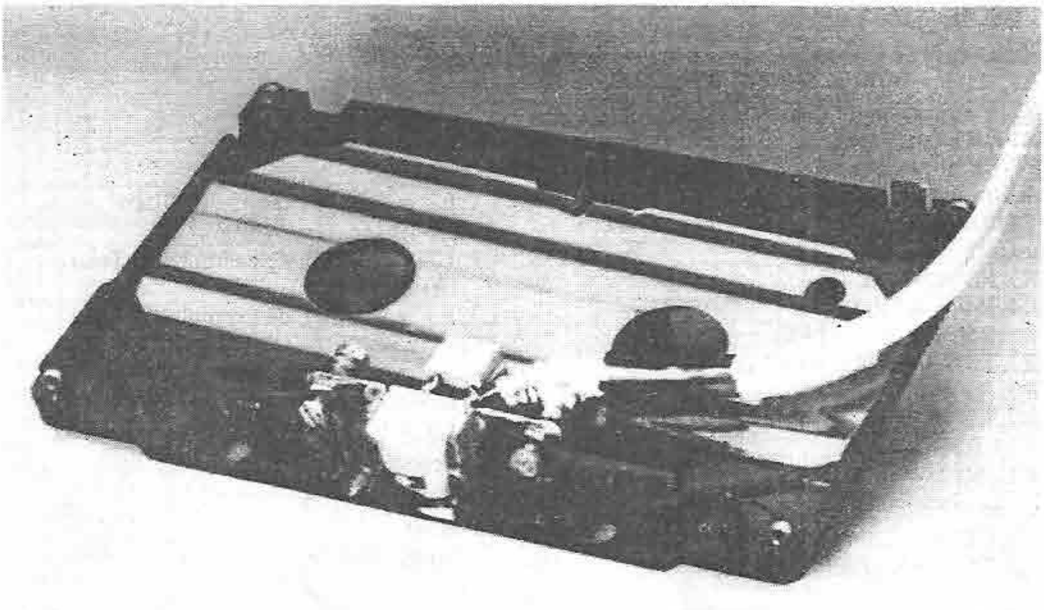
Pentru a construi acest adaptor, aveți nevoie de o casetă veche, din care s-a scos banda (cele două jumătăți să fie îmbinate cu șuruburi, nu lipite), un cap de înregistrare de casetofon, stereo, o fișă audio, stereo, de 3,5 mm, cablu dublu, ecranat, două rezistențe de 820 Ω și două condensatoare de 15 nF (plus, bineînțeles, multă îndemânare).

Îndepărtați ghidajele de bandă și lamela de fixare a capului de înregistrare. Tăiați două fâșii metalice subțiri de 20 mm lungime și 7 mm lățime și îndoiți-le în unghiuri drepte la circa 5 mm de fiecare capăt, în formă de paranteză dreaptă. Faceți un orificiu de 3 mm diametru în apropierea unui capăt al părții mai lungi a „parantezei“ astfel formate. Lipiți parantezele de o parte și de alta a capului de înregistrare, așa cum se vede în fig. 1; fixați ușor capul de înregistrare într-o mică menghină, pentru a nu le încălzi prea tare.

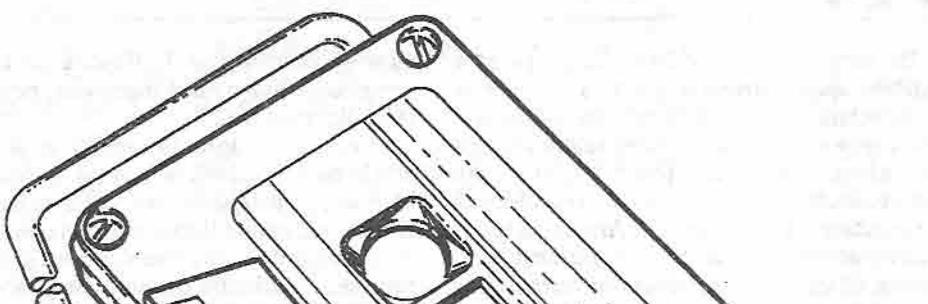
Deșurubați capacul casetei și scoateți tot ce este în ea. Cu o pânză de traforaj, sau cu un cuțit bine ascuțit, îndepărtați nervura în spatele căreia se aflau ecranul protector și lamela de presiune.

Faceți orificii de 2 mm diametru în nervurile rămase, la aceleași distanțe ca și acelea din benzile lamelare. Fixați șuruburi M2 x 7 în aceste orificii și trageți niște manșoane izolatoare adecvate peste partea de șurub ce iese în afară. Apoi introduceți ansamblul capului de înregistrare (cu fanta în jos) peste filtrele izolate ale șuruburilor, montați niște arcuri slabe (ca acelea de la pixuri, de exemplu) peste izolația șuruburilor și fixați-le cu câte o piuliță (vezi fig. 1). În acest fel, arcurile vor împinge înainte capul de înregistrare.

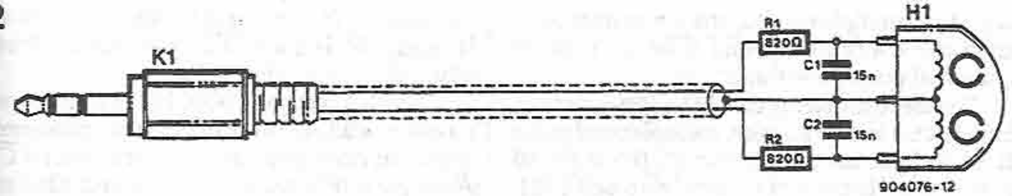
Schema electronică propriu-zisă este extrem de simplă, după cum se poate vedea în fig. 2. O rezistență și un condensator formează un filtru trece-jos pentru un canal și reprezintă interfața dintre ieșirea CD-playerului și capul de înregistrare dependent de frecvență. Aceste componente pot fi lipite cu letconul, direct pe capul de înregistrare. În sfârșit, bucata scurtă de cablu este conectată la componente, celălalt



1



2



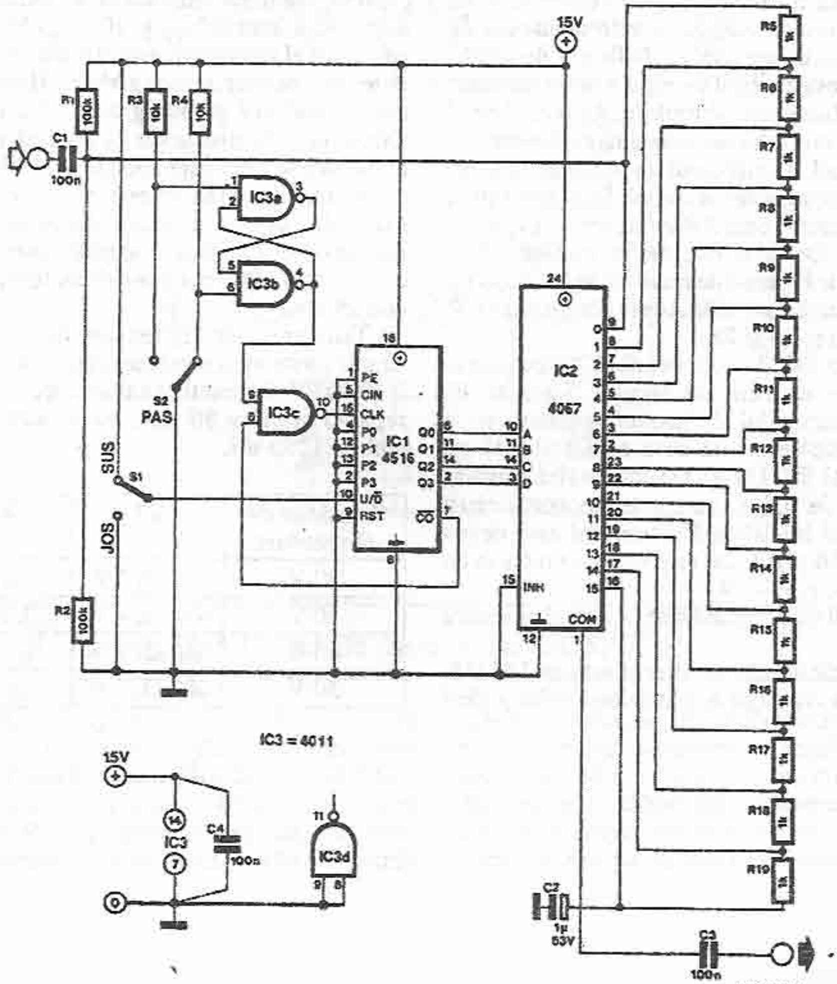
capăt al său este tras afară din carcasa casetei, printr-un mic orificiu făcut pe una din laturile scurte ale acesteia, și apoi conectat cu fișa audio stereo.

Nu mai aveți altceva de făcut decât să realizați reglajul potențiometrului de volum al CD-playerului, pentru a-i găsi poziția în care este cel mai bine reprodus sunetul.

015 *Controlul digital al volumului*

„Inima" acestui control de volum digital (numeric) este circuitul integrat IC2, tip 4067, un multiplexor analogic cu 16 canale.

În funcție de stările logice ale pinilor A, B,



C și D ale multiplexorului, una dintre intrări sau ieșiri este conectată la pinul 1, ce are rolul de „cursor al potențiometrului".

Deoarece rezistența de 1 kΩ a fost conectată între fiecare intrare și ieșire, multiplexorul poate fi considerat un potențiometru liniar cu 16 poziții fixe. Rezistența sa totală este de 15 kΩ. Este posi-bil, de asemenea, să utilizăm și alte valori pentru fiecare rezistență, pentru a obține o caracteristică diferită, de exemplu, una pozitiv logaritmică.

Reglarea potențiometrului este realizată de numărătorul IC1. În funcție de poziția comutatorului S1, numărătorul se deplasează cu un pas în sus sau în jos atunci când S2 comută. Integratele IC3a și IC3b elimină efectul vibrațiilor contactelor lui S2.

Un salt direct de la 0000 la 1111, sau invers, nu este posibil, deoarece numărarea următoarelor impulsuri este suprimată cu ajutorul pinului $\overline{CO}$. Acest pin este în starea logică L atunci când sunt în zero atât starea numărătorului cât și semnalul $U/\overline{D}$.

Când este în starea H și cea a numărătorului este 15, $\overline{CO}$ redevine logic L. În acest caz este nevoie să fie schimbată starea logică la $U/\overline{D}$ și, astfel, și sensul de numărare.

Montajul absoarbe un curent de circa 1 mA.

016 *Indicator al nivelului de ieșire de AF*

Montajul descris aici este un indicator de nivel maxim care nu reacționează – sau reacționează cu mare greutate – la vârfurile de putere de scurtă durată. El este comandat de etajele de ieșire ale unui amplificator de AF.

Cu T1 este realizat un regulator de tensiune, clasic, de alimentare. Valorile lui R1 și R2 depind de nivelul tensiunii de alimentare, așa cum se arată în tabel. Tranzistorul nu necesită radiator.

În principiu, schema constă din două secțiuni identice, pentru canalul stâng și, respectiv, drept. Aici vom discuta numai despre canalul stâng. Semnalul de intrare este redresat de D4 și D5 iar apoi îl încarcă pe C4. Acest condensator se descarcă prin R5 și R6.

Integratul IC1a acționează ca un comparator și este conectat ca trigger Schmitt. El compară semnalul de intrare redresat, cu o tensiune de referință care este stabilită cu ajutorul lui P1. Dioda D3 dă acestei tensiuni un offset de 0,7 V, care este necesar pentru histerezisul lui IC1a. Histerezisul este determinat de R6 și R7, dar este redus de rețeaua de reacție în c.c. R8-R9.

LED-ul este comandat de repetorul pe emitor T2.

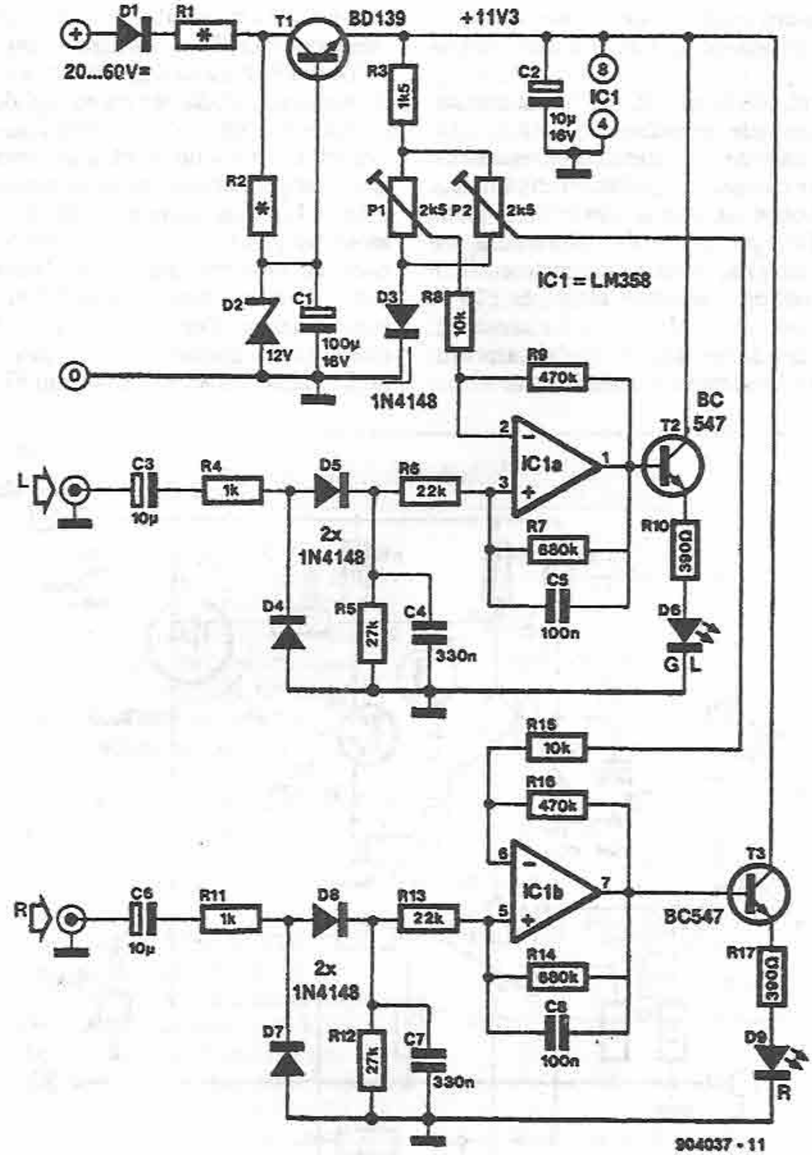
Amplificatorul operațional este un LM358, ce prezintă avantajul de a lucra bine chiar și când sursa de alimentare este asimetrică iar intrările îi sunt conectate la potențialul masei.

Amplitudinea semnalului de intrare poate fi cuprinsă între 2 V_{VV} și 10 V_{VV}. Nivelul de comutare al circuitului este stabilit cu ajutorul potențiometrelor semireglabile. Histerezisul este de 400 mV pe întreg domeniul de lucru. Circuitul este declanșat la același nivel în domeniul de frecvență 100 Hz ÷ 15 kHz.

El reacționează la rafale scurte (ca, de exemplu, acelea produse de toba mare – timpan), dar numai dacă amplitudinea lor este cu cel puțin 50% mai mare decât tensiunea de declanșare.

Tensiunea de alimentare de la o sursă simplă poate avea o valoare cuprinsă între +20 V și +60 V. Curentul ia valori între 10 mA (în repaus) și circa 50 mA, când sunt aprinse ambele LED-uri.

Tensiune de alimentare	R1	R2
20 V	330 Ω, 1 W	3,3 kΩ
30 V	470 Ω, 1 W	3,3 kΩ
40 V	560 Ω, 2 W	3,3 kΩ
50 V	680 Ω, 5 W	5,6 kΩ



017 *Amplificator AF de putere, cu MOSFET*

Acest montaj simplu, constând dintr-un driver TL071C și două amplificatoare de putere MOSFET, poate furniza până la 45 W pe 8 Ω.

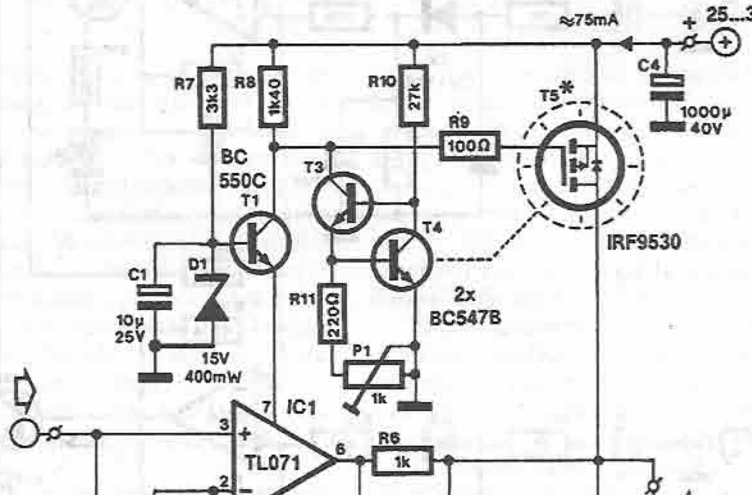
Schema are la bază o aplicație a firmei Siliconix. Principiul utilizat este cel al comandării tranzistoarelor de ieșire de către variațiile căderii de tensiune pe două rezistențe inserate pe circuitul de alimentare al amplificatorului operațional driver. Cu alte cuvinte, curenții absorbiți de amplificatorul operațional determină comanda amplificatoarelor de putere. Se fructifică reacția în curent ce apare în urma

conectării ieșirii amplificatorului operațional la un divizor de tensiune aflat la ieșirea amplificatorului.

În schemă, FET-urile T5 și T6 sunt comandate de diferențele de potențial pe R8 și R13. Deoarece tensiunea de alimentare necesară este cu mult peste cea normală pentru un amplificator operațional obișnuit, tranzistoarele T1 și T2 au fost înseriate pe liniile de alimentare ale circuitului integrat. Acestor tranzistoare li se furnizează pe baze un potențial fix, de ±15 V, prin diodele Zener D1 și D2. În acest fel, tensiunea de alimentare a amplificatorului operațional va fi întotdeauna de 14,4 V.

Stabilirea curentului de repaus se face prin intermediul lui T3 și T4. Este foarte important ca T4 și T5 să fie cuplate termic, astfel încât să fie asigurată stabilitatea curentului de repaus.

Curentul lui T3 trece prin R8, ceea ce îi asigură un punct de funcționare corect lui T5. Când temperatura crește, tensiunea bază-emitor a lui T4 scade; curentul prin T3 descrește; tensiunea poartă-sursă a lui T5 scade. Amplificatorul operațional asigură echilibrul circuitului, astfel încât și curentul prin T6 să fie reglat corespunzător. Curentul total absorbit de amplificator este ajustat la circa 75 mA, cu ajutorul lui P1. În acest caz, curentul prin FET-uri va fi



de circa 70 mA.

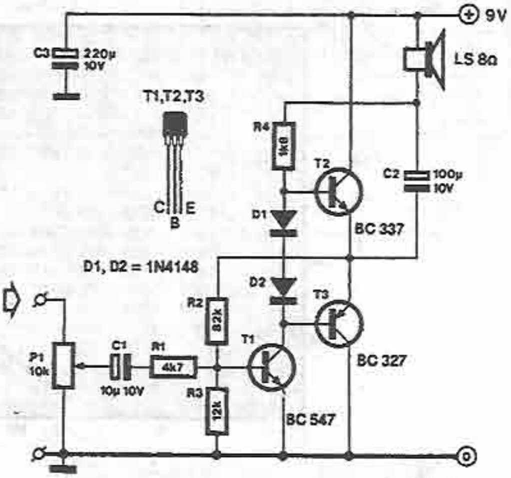
Prezența tranzistoarelor T1 și T2 face ca amplificatorul să lucreze puțin mai lent decât dacă ele nu ar exista în schemă. Condensatoarele destu de mari asociate MOSFET-urilor se pot descărca doar prin R8 și R13. Ca urmare, rezultă o creștere a curentului de repaus la frecvențe peste 40 kHz. De aceea, este necesară limitarea, cu ajutorul lui C3, a lățimii de bandă la 20 kHz. Pentru a îmbunătăți și mai mult stabilitatea, în serie cu acest condensator este conectată o rezistență.

Tranzistoarele MOSFET trebuie să fie montate pe un radiator termic de cel puțin 1K/W. Spre deosebire de configurațiile uzuale de repetor pe emitor sau pe sursă, cea de aici permite ca tranzistorul fie comandat la tensiunea de alimentare, astfel încât poate fi atins un randament de aproape 70%. La prototip, distorsiunile la frecvența de tăiere au fost de maxim 0,2% la 20 Hz (10 W, pe 8 Ω). Cu o sursă stabilă de alimentare de ±30 V, amplificatorul poate furniza 45 W pe 8 Ω sau 70 W pe 4 Ω.

Țineți cont de faptul că amplificatorul nu este protejat la scurtcircuit. Ca urmare, verificați mereu, ori de câte ori porniți sursa de alimentare, ce fel de sarcină aveți conectată.

018 *Amplificator de AF miniatural*

Minusculul amplificator de AF, de putere, prezentat aici furnizează la ieșire până la 250 mW și poate fi utilizat într-un mare număr de aplicații, cum ar fi, de exemplu – în varianta stereo – ca amplificator final pentru aparatele de radio. Schema este simplă: un tranzistor BC547 comandă un amplificator de putere echilibrat (în contratimp) realizat cu BC337 și BC327.



904053-1

Curentul de repaus este stabilit de diodele D1 și D2. Datorită simplității circuitului, curentul de repaus variază cu temperatura. Acest neajuns poate fi observat îndeosebi când tranzistoarele de ieșire se încălzesc mai puternic decât diodele. În acest caz, trebuie fie să se reducă puterea la ieșire, fie ca tranzistoarele finale să se monteze pe radiatoare termice. O altă soluție ar reprezenta-o inserarea unor rezistențe de 0,47 Ω în circuitele de emitor ale tranzistoarelor de ieșire.

Amplificarea este determinată de valorile lui R1 și R3 și, de asemenea, de cea a lui P1. Cu valorile indicate în schemă, și în funcție de reglajul lui P1, amplificarea este de aproximativ 15. Ea poate fi modificată prin schimbarea valorii lui R1. Nu este indicat să fie schimbate mărimile lui R2 și R3, deoarece aceste rezistențe determină amplificarea în c.c. (punctul de funcționare în c.c. al amplificatorului).

Sensibilitatea la intrare, corespunzătoare unei puteri de ieșire de 250 mW pe 8 Ω și unei amplificări de 15, este de circa 95 mV. În această situație, circuitul absoarbe un curent de aproximativ 180 mA.

019 *Rețea inversoare RIAA*

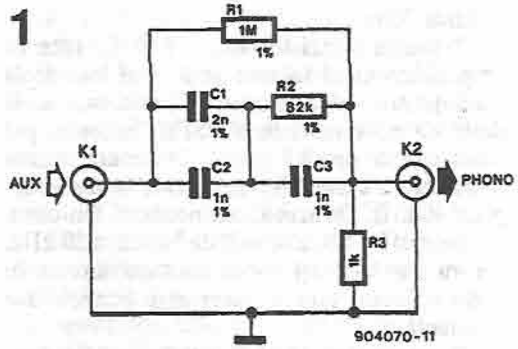
Mulți amatori, atunci când doresc să-și adauge un CD-player la sistemul audio, constată că amplificatorului lor de putere nu i-a mai rămas nici o intrare disponibilă. Evident, le rămâne alternativa de a utiliza borna de intrare de pick-up, dar această variantă prezintă două inconveniente.

Primul: această intrare este mult prea sensibilă pentru un CD-player și, al doilea: la această intrare, semnalul către amplificator trece prin rețeaua RIAA de corecție a frecvenței. Montajul din figură poate rezolva ambele probleme, fără nici o intervenție în sistemul audio, doar cu condiția, minimă, ca acesta să fie introdus la borna de intrare audio.

Montajul nu conține altceva în plus decât un filtru și un atenuator, ce reduce semnalul de ieșire de la CD-player (în cazul de față, considerată a fi de 200 mV) la 2 mV, și are o curbă de răspuns în frecvență exact opusă celei a unei rețele RIAA. Caracteristica globală de răspuns în frecvență rezultată este cuprinsă între ±1,5 dB.

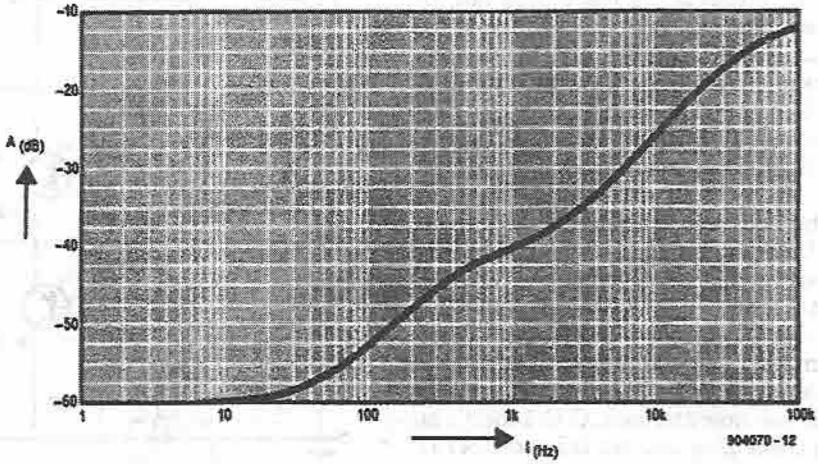
Circuitul trebuie montat într-o carcasă metalică adecvată (cu cele două canale, stâng și drept, separate) deoarece este susceptibil la

1

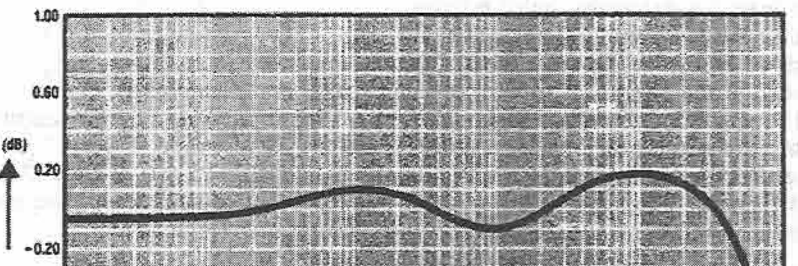


zgomot și brum. Aceste fenomene sunt cauzate de impedanța mare de intrare, de circa 1 MΩ, la 50 Hz. La 1 kHz aceasta va descrește la 100 kΩ; la 10 kHz va fi de 10 kΩ, și de aproximativ 1 kΩ

2



3



pentru valori ale frecvenței cuprinse între 100 Hz și 500 Hz. Datorită faptului că impedanța de intrare este variabilă, e necesar ca impedanța internă a sursei de semnal să nu fie mai mare de 2 kΩ, pentru a menține punctul de tăiere de –1 dB la o frecvență mai mare de 30 kHz (cu condiția ca amplificatorul principal să fie de o calitate bună către foarte bună).

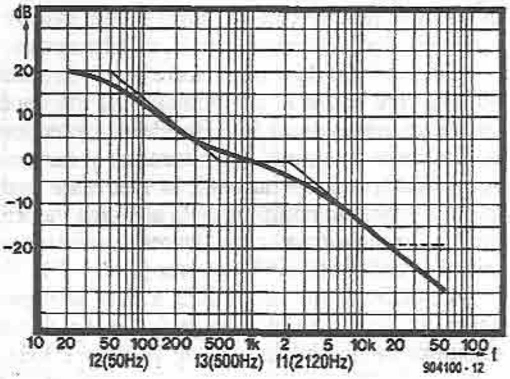
În fig. 2 este reprezentat răspunsul în frecvență teoretic, care este identic celui al amplificatorului de înregistrare. Fig. 3 arată răspunsul global în frecvență al unui sistem audio (ideal) având conectat montajul nostru la borna audio de intrare.

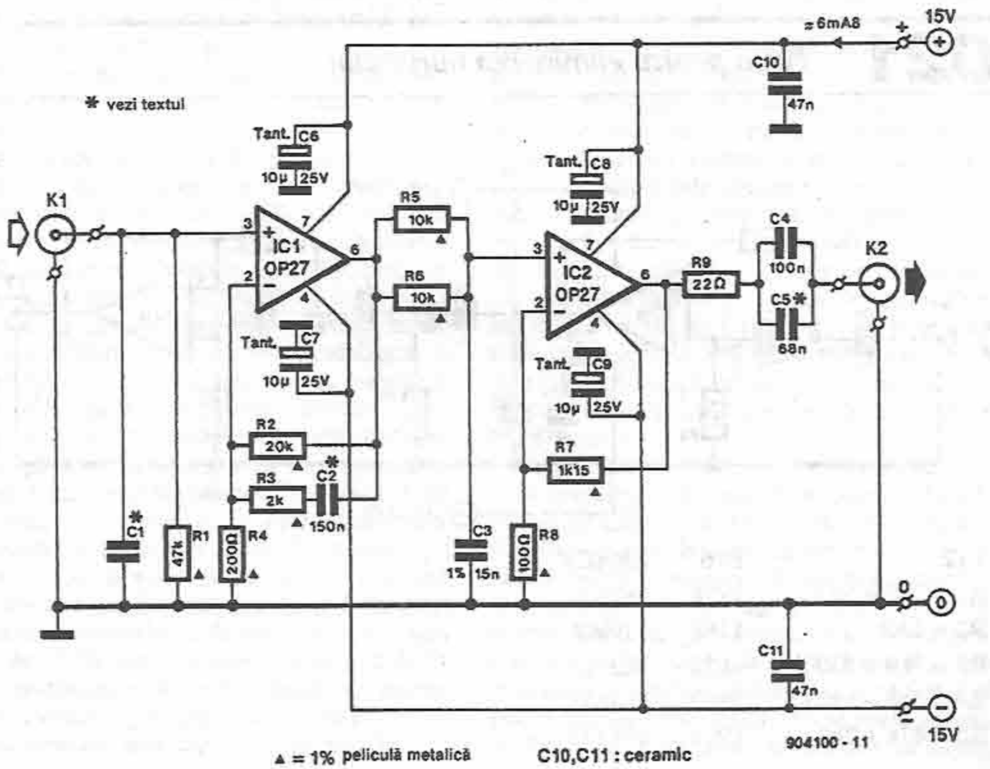
Pentru a obține rezultatele dorite, toate condensatoarele trebuie să fie cu polistiren, iar rezistențele R1 și R2 – cu peliculă metalică.

020 *Amplificator AF de semnal mic*

Acest amplificator a fost conceput cu scopul de a fi adăugat la preamplificatoarele care nu au intrare de pick-up. Sunt încă în uz milioane de pick-up-uri cu doză dinamică, pentru care este nevoie de astfel de intrări audio. În plus, acest amplificator nu numai că aduce semnalul de ieșire al pick-up-ului la nivelul intrării audio, ci, de asemenea, adaugă o corecție a răspunsului în frecvență, conform cu cerințele RIAA.

În timpul efectuării înregistrării plăcilor de patefon, caracteristica de frecvență este ridicată la limita superioară a benzii. Ea trebuie





compensată în (pre)amplificatorul de redare. Corecțiile caracteristicii de răspuns în frecvență se realizează conform normelor impuse de RIAA (Record Industries Association of America) și de IEC.

Curba de corecție furnizată de amplificator este arătată în fig. 2 (linia îngroșată). Linia subțire figurează curba de corecție ideală. Cu montajul realizat practic, acele zone unghiulare din caracteristică, de la 50 Hz și 500 Hz, sunt ușor de obținut datorită rețelei R2-C2, în timp ce aria de după 2 kHz poate fi realizată practic prin intermediul filtrului R5-R6-C3. Plasarea filtrului R3-C2 în bucla de reacție a lui IC1 dă rezultate evident mai bune decât varianta uzuală, cu filtru pasiv.

Circuitul IC1 dă o amplificare în c.c. de circa 40 dB, care scade la aproximativ 20 dB dacă frecvența crește peste 500 Hz. Pentru a reduce la minimum zgomotul (rezistorului) și sarcina amplificatorului operațional, la frecvențe mai înalte, se face un compromis la alegerea valorii lui R3. Condensatorul cu polistiren asociat acesteia, C2, trebuie să aibă o toleranță de 1-2%.

Amplificatorul liniar IC2 a fost adăugat pentru a mări semnalul de ieșire de 2 mV al dozei dinamice la nivelul intrării de linie la 1 kHz. Câștigul este de 22 dB, iar semnalul la ieșire va fi de 250 mV.

Condensatoarele C4-C5 de la ieșire, împreună cu impedanța de intrare a următorului preamplificator, formează un filtru trece-sus cu o frecvență de tăiere de 20 Hz: acesta are rolul de a suprima orice huruit sau alt zgomot de joasă frecvență.

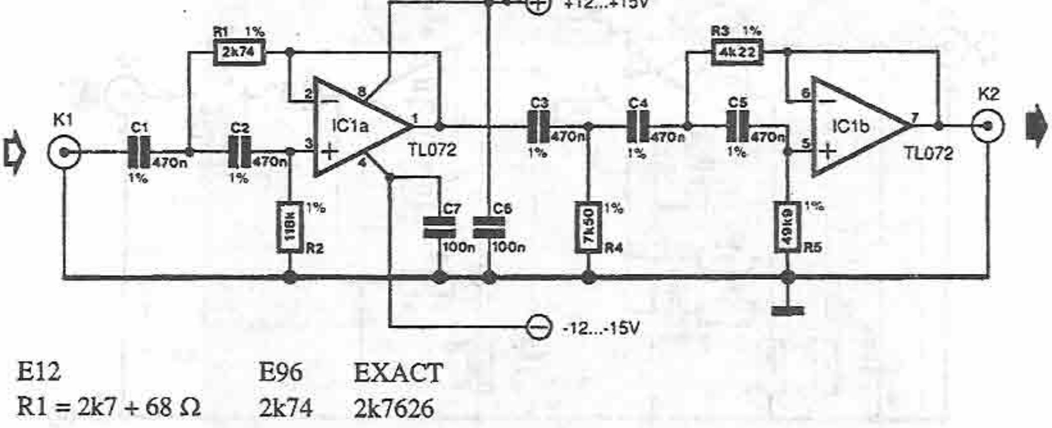
Valoarea lui C1 este, în mod obișnuit, indicată în instrucțiunile de utilizare a dozei dinamice.

Sursa de alimentare pentru amplificator trebuie să fie una de bună calitate – și, în mod special, transformatorul trebuie să fie unul de clasă A1, cu câmp magnetic de dispersie foarte redus.

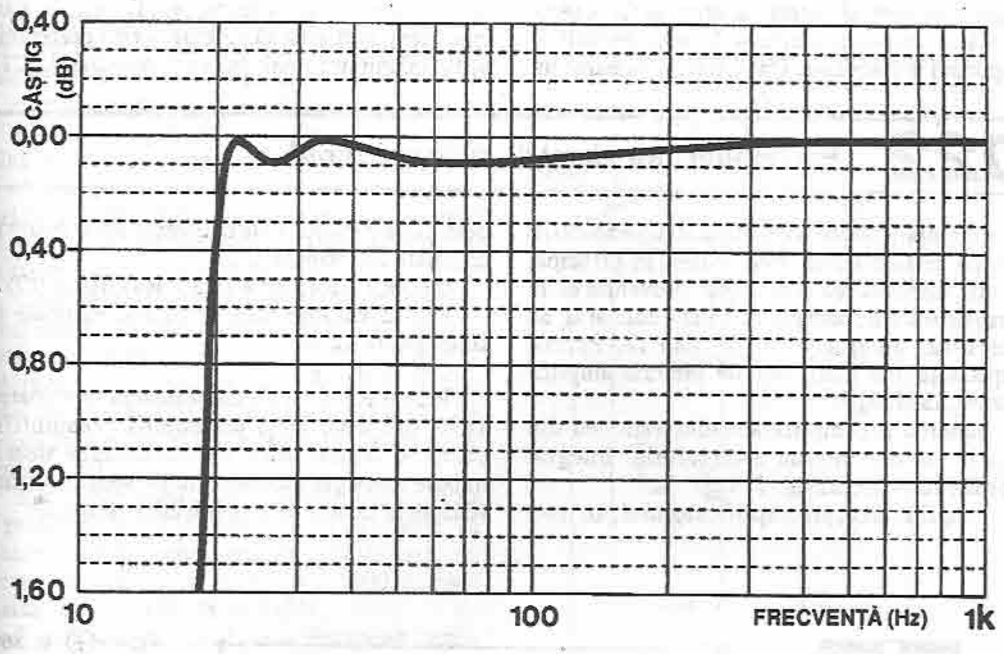
Când amplificatorul este construit în interiorul pick-up-ului (varianta optimă), sursa de alimentare nu trebuie inclusă decât dacă aceasta este foarte bine ecranată; altfel, brumul va fi inevitabil.

Pentru prototip, s-au folosit amplificatoare operaționale de tip OP27. Într-o variantă ceva mai ieftină, se va utiliza tipul OP227 (versiunea duală a lui OP27). Pot fi utilizate, de asemenea, cele din familia TL07X.

021 *Filtru pentru eliminarea huruitului*



E12	E96	EXACT
R1 = 2k7 + 68 Ω	2k74	2k7626
R2 = 120k	118k	119k05
R3 = 3k9 + 330 Ω	4k22	4k2314
R4 = 6k8 + 680 Ω	7k50	7k4648
R5 = 47k + 2k2	49k9	49k475



Deși vânzările la discuri de pick-up au scăzut dramatic, milioane de oameni încă își mai prețuiesc vechile colecții de înregistrări. Din păcate, multe aparate prezintă două defecte nedorite, la redare: huruit (zgomot cauzat de motor și de platanul neechilibrat) și alte semnale parazite de joasă frecvență. Filtrul activ trece-sus (Cebâșev) prezentat aici a fost proiectat chiar cu scopul de a elimina aceste zgomote. Filtrul are o pulsație caracteristică de 0,1 dB și frecvența de tăiere la 18 Hz. O remarcă pentru proiectanți: inițial, s-a încercat folosirea unui filtru pasiv cu aceleași caracteristici – un filtru Bessel de ordinul șase, a cărui utilizare a fost însă rapid abandonată când s-a constatat că sunt necesare inductanțe de 600 H. Schema în sine nu pare a fi prea complexă; ceea ce îi conferă eficiență este selectarea componentelor. Opțiunea pentru un filtru Cebâșev într-o aplicație audio s-ar putea să nu pară prea inspirată dar, datorită pulsației de numai 0,1 dB în banda de trecere, el se comportă foarte asemănător cu un filtru Butterworth, cu avantajul că, așa cum se vede în fig. 2, are o scurtă caracteristică de răspuns mai abruptă (cea din figură este obținută din calcule). Frecvențele mai joase de 10 Hz sunt atenuate cu mai mult de 35 dB. Caracteristica de fază în banda de trecere indică o variație graduală, ceea ce face ca efectul asupra sunetului reprodus să nu fie sesizabil.

Dacă filtrul este utilizat într-o instalație stereo, este esențial ca, pentru ambele filtre, caracteristicile să fie identice, sau foarte apropiate. Este posibil ca diferențele de fază dintre canale să se audă, totuși, poate nu prea mult la frecvențe joase dar, cu siguranță, în domeniul celor medii. Pentru a realiza identitatea, în cazul stereo, și pentru a obține caracteristicile dorite, condensatoarele C1 ÷ C5 trebuie selectate cu multă grijă. Nu contează prea mult dacă valoarea lor este de 467 pF sau 473 pF: important este ca ele să asigure o dispersie cât mai mică față de frecvența de tăiere. Este important ca ele să fie identice în limita de toleranță de 1%. Pentru simetrizarea canalelor, este necesară selectarea lor pe perechi care să fie utilizate în fiecare dintre canale, în pozițiile corespondente.

În schemă sunt indicate valorile calculate ale rezistoarelor: cele efective apar în tabel. Prototipul a fost realizat cu rezistențe cu peliculă metalică, de tipul E12, nesortate, cu o toleranță de 5%, perfect acceptabilă în practică. Curentul prin montaj este cel dat de amplificatorul operațional și atinge valoarea de aproximativ 4 mA. Punctul de tăiere la înaltă frecvență este determinat tot de amplificatorul operațional și este la aproximativ 3 MHz. Nu se poate ști însă dacă nu cumva există un condensator de cuplaj

în sursa de semnal. Acesta ar urma să fie în serie cu C1 și ar putea afecta – în sens negativ – răspunsul în frecvență. Dacă, totuși, valoarea lui este peste 47 μF, efectul va fi minim sau inexistent; sub această valoare – este preferabil să fie înlăturat; funcția lui va fi preluată de C1.

022 *Preamplificator simetric cu zgomot redus*

Preamplificatorul diferențial audio SSM2016 produs de firma PMI este utilizat în principal pentru amplificarea semnalelor provenite de la surse de mică impedanță (< 1 kΩ), cum ar fi, de exemplu, un microfon de 150 Ω. Pentru impedanțe mai mari, este de preferat amplificatorul SSM2015.

Schema preamplificatorului este cea din fig. 1, iar cea internă a circuitului integrat SSM2016 apare în fig. 2.

Amplificarea preamplificatorului, α, este determinată exclusiv de rezistența R5 și poate fi calculată cu formula:

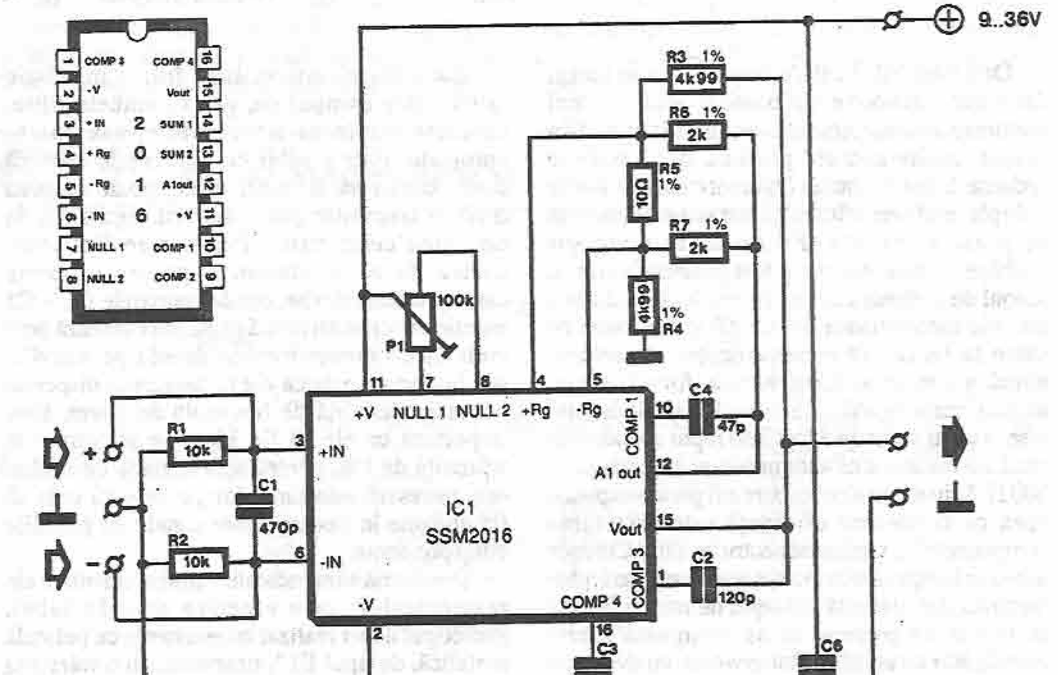
$$\alpha = (R3 + R4)/R5 + (R3 + R4)/(R6 + R7)$$

Pentru valorile date în figură, ea poate fi simplificată astfel:

$$\alpha = 10^3/R5 + 3{,}5.$$

Pentru R5 = 10 Ω, amplificarea ia valoarea 1000 (60 dB). Deși parametrii preamplificatorului depind strâns de amplificarea aleasă, trebuie remarcat că distorsiunile sunt ușor mai scăzute la factori de amplificare mai mici.

1



Rezistențele folosite au o mare influență asupra calității și performanțelor preamplificatorului: este, deci, esențială utilizarea celor de clasă A, cu peliculă metalică și toleranță 1%.

Nivelul de zgomot raportat la intrarea circuitului integrat este foarte scăzut: 800 $pV/\sqrt{Hz}$ În scopul reducerii zgomotului de mod comun, rezistențele R1 și R2, care determină curentul de polarizare, trebuie alese cu grijă: valorile lor nu trebuie să depășească 10 kW.

Condensatoarele C2, C3 și C4 au rolul de compensare. În plus, valoarea lui C2 are un efect hotărâtor asupra lățimii de bandă a amplificatorului: pentru 120 pF, ca în schemă, aceasta este de circa 450 kHz (dacă factorul de amplificare este sub 100, lățimea de bandă poate depăși 1 MHz).

Întrucât lățimea de bandă este determinată în principal de C2 și de rezistența de reacție, ea este virtual independentă de amplificare: cu factori de amplificare între 3,5 și 1000, aceasta variază de la 1 MHz la 450 kHz.

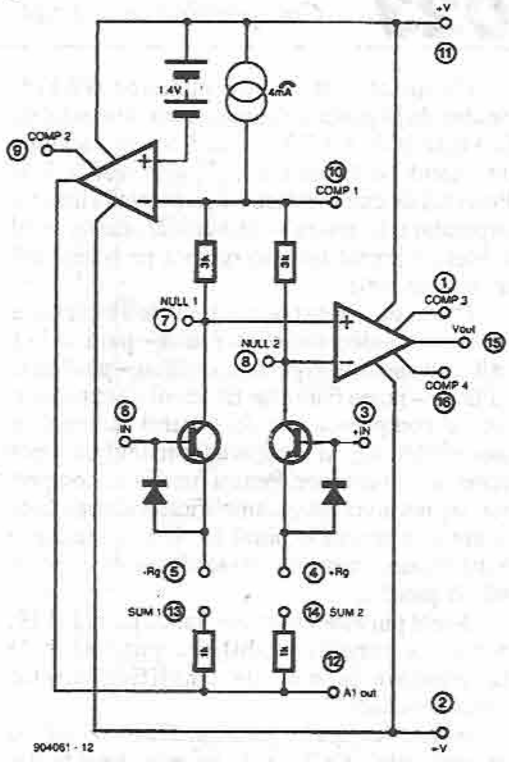
Condensatorul C1 face o decuplare suplimentară a intrărilor, motiv pentru care trebuie montat cât mai aproape posibil de pinii de intrare ai circuitului integrat. SSM2016 poate furniza la ieșire curenți destul de mari (de cel puțin 40 mA), astfel că, pentru o tensiune de alimentare de ±18 V, pe o impedanță de sarcină de 600 Ω, se poate obține un semnal nedistorsionat de 10 V_{ef}. La tensiuni de alimentare mai mari, trebuie să avem grijă ca puterea maximă disipată pe CI să nu depășească 1,5 W.

Prototipul a realizat distorsiuni armonice mai mici de 0,006% (la frecvențe sub 10 kHz) pe o impedanță de sarcină de 10 kΩ și la o tensiune de ieșire de 1 V_{ef}. Pentru o impedanță de sarcină mai mică, acestea au crescut până la 0,02%, la 1 kHz, respectiv la 0,035%, cu 10 kHz.

Panta de variație a fost de 10 V/µs. La o amplificare de 1000 și o tensiune de ieșire de 1 V, raportul semnal/zgomot a fost de 98 dB, cu intrările în scurtcircuit, și de 88 dB – în cazul unei surse cu impedanța de 600 Ω.

Raportul de rejecție de mod comun este foarte ridicat, pe întregul domeniu audio: 114 dB la 1 kHz și 108 dB la 20 kHz. Acest lucru înseamnă o foarte bună suprimare a brumului la intrare.

2



Întregul montaj preamplificator consumă un curent de 12-15 mA.

Tensiunea de offset la intrare poate fi compensată cu P1. Din cauza curentului mare de polarizare de la intrarea amplificatorului operațional (până la 25 µA), poate apărea un alt offset la intrare, la o utilizare pseudo-diferențială sau asimetrică a intrărilor, care nu poate fi compensat prin P1 sau poate fi, dar cu mare dificultate. Rezultatul acestuia este mărirea distorsiunilor. Este recomandată decuplarea fermă a alimentării, chiar dacă rejecția sursei de alimentare este de circa 100 dB.

023 Compandor universal

Circuitul integrat compandor NE575, produs de Signetics, funcționează alimentat de la o baterie de 3 ÷ 7 V (max. 8 V). El consumă un curent de 3,5 mA la 3 V, și 5 mA la 7 V. Procesul de compandare – compresie la intrare, expandare la ieșire – îmbunătățește în mod evident raportul semnal/zgomot pe o legătură de comunicație.

Circuitul integrat conține două circuite aproape identice, dintre care unul – pinii de la 1 la 9 – lucrează ca expandor. Celălalt – pinii de la 11 la 19 – poate fi utilizat fie cu rol de expandor, fie de compresor sau de control automat al sarcinii (ALC), în funcție de circuitul ce-i este conectat din exterior. Pentru funcția de compresor, ieșirea inversoare a amplificatorului sumator intern este scoasă la pinul 12. Pentru secțiunea expandoare, tensiunea de referință este disponibilă la pinul 8.

Acest pin este interconectat cu pinii 1 și 19, pentru a permite stabilirea punctelor de funcționare în c.c. ale amplificatoarelor operaționale.

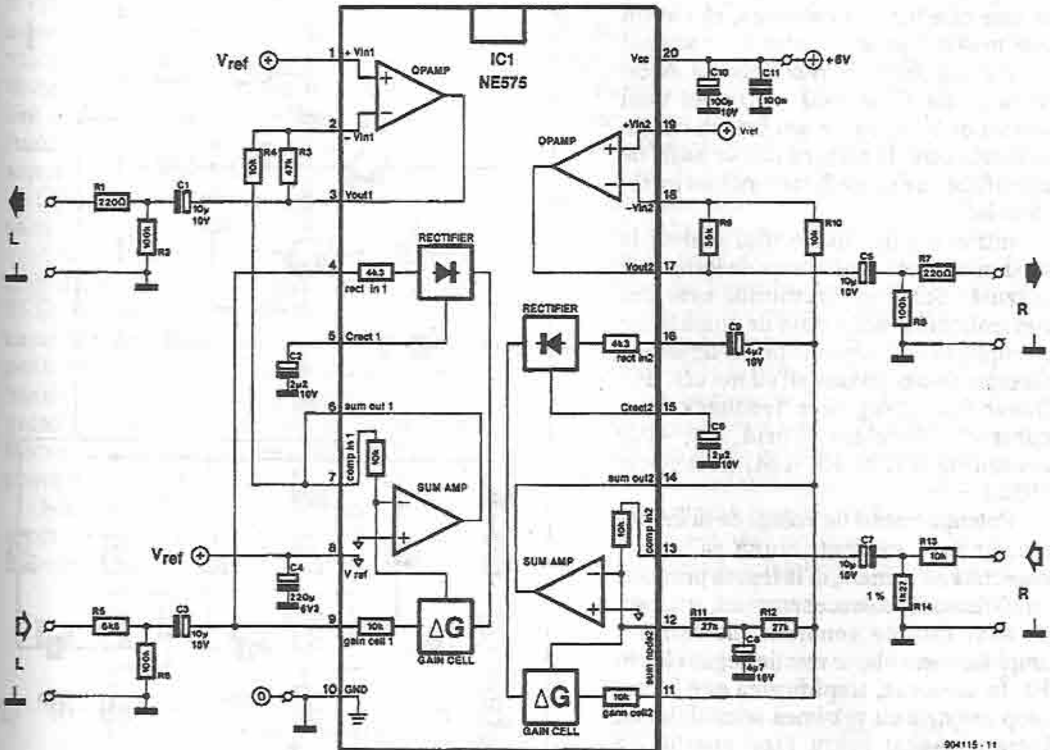
Amplificatorul operațional din secțiunea expandorului, pinii 1 ÷ 3, servește drept buffer de ieșire, iar cel din secțiunea compresorului, pinii 17 ÷ 19, ca buffer de intrare.

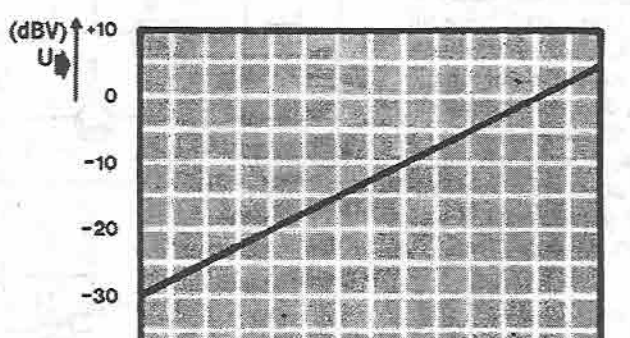
Circuitul integrat are o sensibilitate la intrare relativ mare, și servește la procesarea semnalelor mici (de exemplu, nivelul de ieșire al unui microfon). Astfel, un semnal de 100 mV va fi amplificat doar cu 1. Circuitul de față lucrează cu semnale de intrare puțin mai mari (nivel de linie): nivelul său de intrare maxim admis este de 1,5 V_{ef}.

Când pe intrarea prin R13 avem 1 V, va exista un potențial de circa 550 mV între ieșirea pe R7 a compresorului și intrarea pe R5 a expandorului. Caracteristica de compresie este cea din fig. 2. Domeniul semnalului este redus cu aproximativ jumătate la ieșire, și dublat în expandor. Acest lucru înseamnă că domeniul după compresie și expandare este din nou același, dar nivelul la intrare și ieșire nu este obligatoriu același. Compandorul poate fi astfel reglat încât să furnizeze atenuare sau amplificare constante. Pentru valorile componentelor date în schemă, nivelurile de intrare și ieșire sunt aceleași. Prototipul a realizat o amplificare globală de 0,5 dB, când intrarea expandorului a fost conectată direct la ieșirea compresorului.

Pentru a permite acceptarea unor niveluri de intrare ridicate, R13, R14 și rezistența de intrare a compresorului formează un atenuator 10:1. La intrarea expandorului, R5 și impedanța de intrare a expandorului, de circa 3 kΩ, formează un divizor de tensiune. În cazul în care compandorul este utilizat cu semnale mai mici, atenuarea poate fi redusă în mod corespunzător. Dacă nivelul de intrare este sub 100 mV, atunci R5, R13 și R14 pot fi omise.

Compandorul acoperă un domeniu de frecvență de la 20 Hz la 20 kHz; distorsiunile globale sunt sub 1%, iar raportul semnal/zgomot va fi de circa 80 dB.


IC1
NE575
OPAMP
RECTIFIER
SUM AMP
GAIN CELL
Vref
+5V
R1 220Ω
R2 100k
C1 10µ 10V
R3 47k
R4 10k
C2 2µ2 10V
C4 220µ 6V3
R5 6k8
R6 100k
C3 10µ 10V
C10 100µ 10V
C11 100n
R8 56k
R10 10k
C5 10µ 10V
R7 220Ω
R9 100k
C9 4µ7 10V
C6 2µ2 10V
C7 10µ 10V
R13 10k
R14 1k27
1 %
R11 27k
R12 27k
C8 4µ7 10V
L
R
904115 - 11


(dBV)
+10
0
-10
-20
-30
-40
-60
-50
-40
-30
-20
-10
0
+10
(dBV)

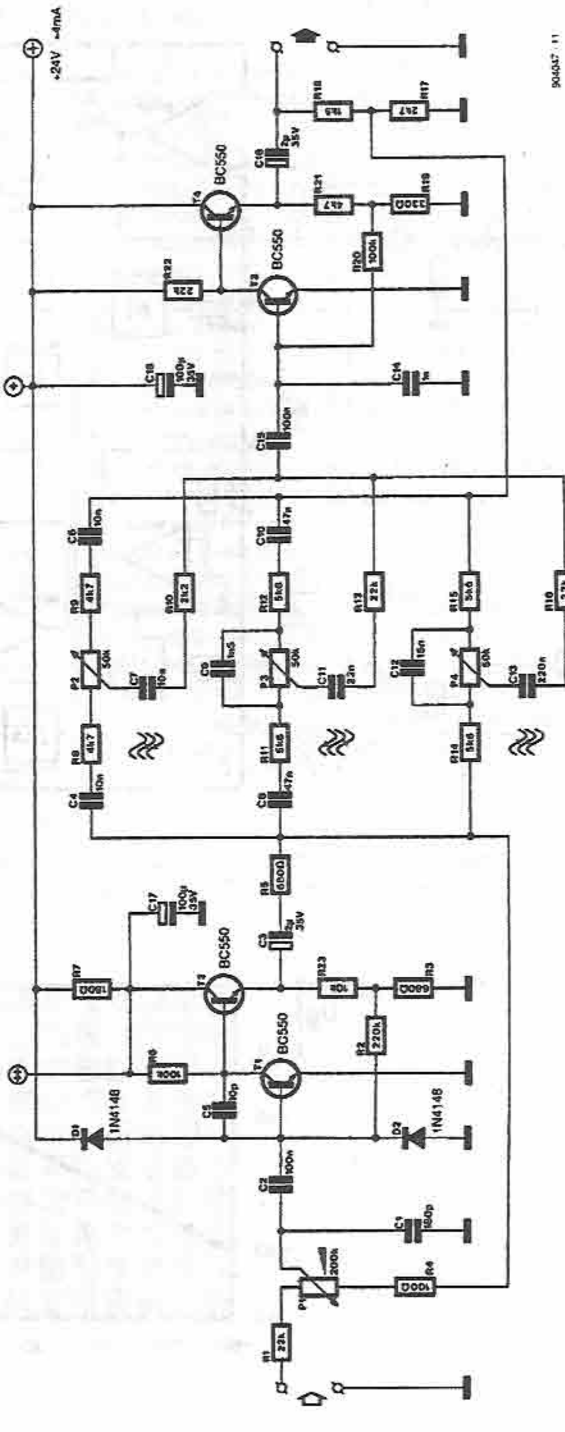
024 Amplificator de linie universal

Un amplificator de linie este un montaj pe care este bine, întotdeauna, să-l avem prin preajmă pentru a adapta un semnal pe linie, sau pentru a-i ridica nivelul. Acest lucru poate fi necesar în timpul unei sesiuni de înregistrare sau într-un sistem de radioficare. În plus, cu câteva astfel de amplificatoare poate fi construit un mixer de linie.

Intrarea amplificatorului rezistă la tensiuni ridicate. Impedanța de ieșire este scăzută. Schema circuitului este cea convențională: două etaje de amplificare cu cuplaj în c.c., separate printr-un sistem corector de ton Baxandall cu trei căi. [P.J. Baxandall, „Negative feedback tone control", Wireless World, 43, 402, octombrie 1952; 43, 444, noiembrie 1952.]

Potențiometrul de volum de la intrare are, în mod evident, borna sa „rece" conectată nu la masă, ci la ieșirea primului amplificator. Deoarece semnalul, aici, este defazat față de semnalul de intrare, amplificatorul obține reacție negativă prin P1. În acest caz, amplificarea este invers proporțională cu mărimea semnalului de intrare. Acest lucru face posibil ca amplificatorul să accepte un domeniu larg al nivelurilor de intrare. Este posibil să fie acceptat la intrare chiar un semnal preluat direct de la bornele de difuzor ale unui amplificator de putere.

Tensiunea de alimentare este de 24 V; la această tensiune, prin circuit trece un curent de circa 4 mA. Dacă se utilizează mai multe amplificatoare în conjuncție (așa cum este cazul, de exemplu, într-un pupitru de mixaj), diferitele puncte de alimentare (+ și ++, în schemă) pot fi interconectate. În acest caz, condensatoarele C17, C18 și rezistența R7 nu trebuie să fie dublate.



025 Circuit de comandă pentru 50/75 Ω

Circuitul de comandă pentru 50/75 Ω are drept componentă de bază integratul OP64, care a fost proiectat special pentru utilizare în aplicații video. Datorită compensării interne, circuitul integrat este stabil la factori de amplificare de 5 sau mai mari. Din momentul ce ieșirea poate furniza un curent de până la 80 mA, CI poate suporta o sarcină de 150 Ω (adică un sistem de 75 Ω), la o tensiune de alimentare de ±15 V, fără să apară limitări.

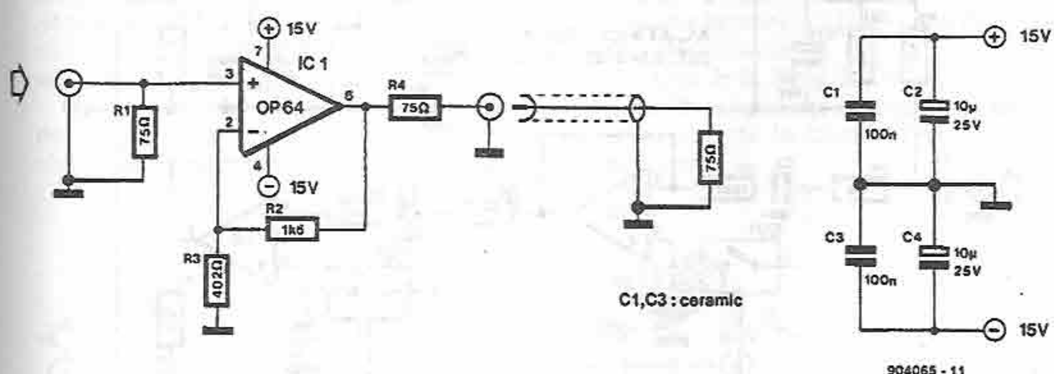
Schema din fig. 1 poate fi utilizată ca un amplificator de ieșire simplu, într-un sistem de 75 Ω, sau, dacă este modificată valoarea lui R1, ca un adaptor de impedanță. Cu valorile indicate pentru R2 și R3, amplificarea este 5. Lățimea de bandă depinde într-o mare măsură de configurația cablajului. Conform datelor de catalog, frecvența de tăiere la acest nivel de amplificare, poate fi de 20-30 MHz.

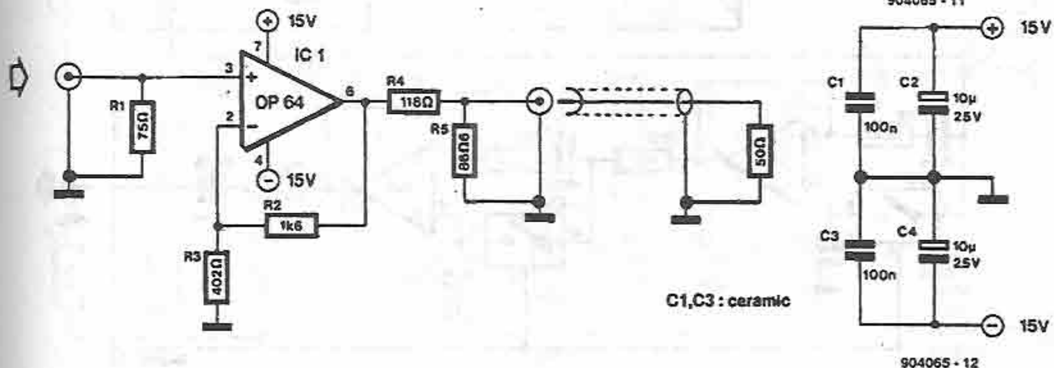
Montajul din fig. 2 este conceput pentru a cupla un sistem pe 75 Ω cu un sistem pe 50 Ω. În acest caz, amplificarea este de 0,5 dB. Divizorul de tensiune R4-R5 asigură o impedanță de ieșire de 50 Ω și atenuează ieșirea lui IC1 (= 5 x semnalul de intrare) pentru a realiza o amplificare global unitară. În același timp, R4 face ca sarcina pe OP64 să nu devină prea mare, într-un sistem de 50 Ω.

Circuitul integrat OP64 este foarte rapid: la o amplificare de 5 ori, viteza de variație pentru un front crescător este de circa 135 V/µs, iar pentru un front căzător, de aproximativ de 120 V/µs.

Apar în acest caz unele supracreșteri, care însă dispar dacă amplificarea este mărită la 10.

La frecvențe mai mari, impedanța de ieșire a lui OP64 crește într-o oarecare măsură: la aproximativ 20 Ω, în cazul unei amplificări de 10 ori. Impedanța poate fi mărită până la circa 2 kΩ prin dezactivarea pinului 6 (intrarea de comandă este activă în „0“). Este o metodă facilă de limitare a curentului prin circuitul integrat. Curentul normal este de 6-6,5 mA dar, în condițiile dezactivării pinului, acesta se reduce la 0,5 mA pentru semialternanța pozitivă și la





circa 0,12 mA pentru cea negativă.

Conform datelor de catalog, circuitul integrat este protejat contra scurtcircuitelor timp de aproximativ 10 secunde, deci trebuie să avem grijă să nu fie depășită această perioadă și să nu apară suprasarcini.

La acest montaj, curentul prin sarcină nu are voie să se închidă prin masa intrării, ci doar prin masa comună, la care trebuie conectate și condensatoarele de decuplare.

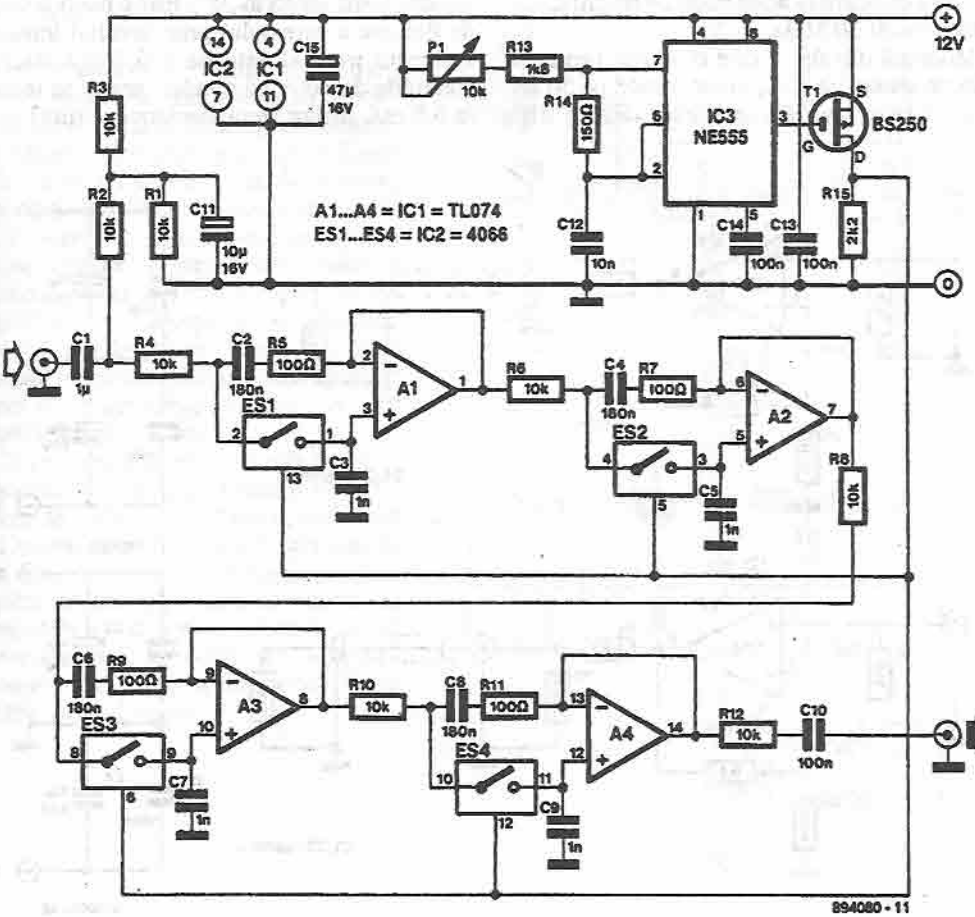
026 *Filtru trece-bandă acordabil*

Una dintre dificultățile ce apar la proiectarea filtrelor trece-bandă de ordin superior, acordabile, este obținerea urmăririi corecte a rezistențelor variabile din componența rețelelor RC. Utilizarea rețelelor de condensatoare comutabile poate înlătura aceste dificultăți, ca în exemplul ce urmează.

Filtrul se compune din două etaje distincte: un oscilator care controlează comutatoarele electronice și patru rețele de defazare care realizează funcția de filtru propriu-zisă.

Oscilatorul, realizat cu un 555, generează un semnal pulsatoriu a cărui frecvență este reglabilă într-un domeniu larg: raportul impuls/pauză variază de la 1:10 la 100:1.

Comutatoarele electronice ES1-ES4 formează rezistențele variabile ale căror valori depind de frecvența semnalului digital. Principiul după



care lucrează aceste comutatoare este extrem de simplu. Când ele sunt închise, rezistența lor este de circa 60 Ω; când sunt deschise, aceasta devine practic infinită. Dacă un comutator este închis, să zicem, un sfert din timp, rezistența sa medie este de 240 Ω. Modificând raportul închis/deschis al fiecărui comutator, putem modifica rezistența medie echivalentă. Frecvența de comutare a comutatoarelor trebuie să fie mult mai mare decât cea mai mare frecvență audio, pentru a preveni interferențele audibile dintre semnalele audio și cele de tact.

Semnalul de intrare determină o anumită cădere de tensiune pe C1, astfel că amplificatoarele operaționale pot lucra aproximativ simetric, deși nu se face alimentarea de la o sursă de tensiune simetrică.

Condensatorul C10 are rolul de a elimina componenta continuă din semnalul de ieșire.

Filtrul de ordinul patru din schemă poate fi utilizat în întregul domeniu audio și are o amplificare de circa 40, deși aceasta depinde, într-o anumită măsură, de frecvența de tact. Banda de lucru depinde în principal de reglajul de frecvență.

Montajul absoarbe un curent mai mic de 15 mA.

027 *Controlul înregistrării audio*

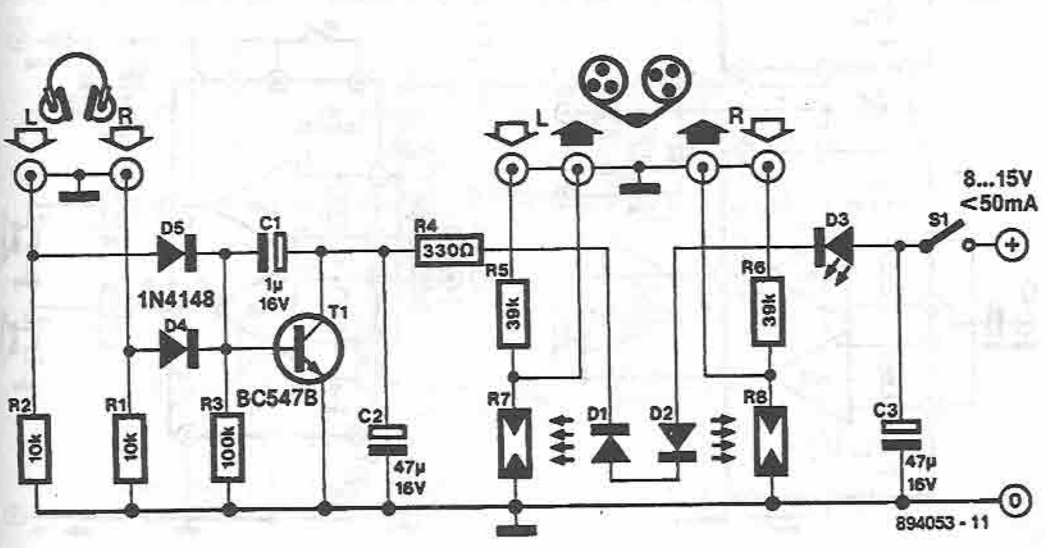
Scopul montajului prezentat aici este de a controla nivelul de înregistrare la casetofoane. El permite ca indicatorul unui VU-metru să fie menținut în afara sectorului roșu, fără a fi necesar să se regleze potențiometrul nivelului de înregistrare. Montajul este necesar îndeosebi la înregistrarea vorbirii.

Semnalul de înregistrare este controlat prin intermediul a două divizoare de tensiune, fiecare conținând câte o fotorezistență – LDR. Din păcate, aceste componente introduc o ușoară distorsiune, care este totuși preferabilă aceleia – mai mari – produse de o supramodulare a benzii.

Montajul monitorizează nivelul semnalului de la ieșirea pentru căști al casetofonului. De aici, semnalul preluat este redresat (semialternanță) și apoi aplicat lui T1. Viteza cu care va reacționa T1 este determinată de C1. În cazul nostru, timpul de atac este reglat la 3 ms. Perioada de relaxare a circuitului este determinată de R4-C2 și este mult mai lungă decât timpul de atac: circa 100 ms. Tensiunea pe C2 determină în ce măsură este atenuat semnalul ce urmează a fi înregistrat.

Curentul de încărcare prin R4 depinde de tensiunea de pe condensator, astfel că și intensitatea luminoasă a LED-urilor depinde de intensitatea semnalului.

Lumina de la D1 și D2 cade pe R7 și R8, care intră în componența divizoarelor de tensiune ce sunt atașate la circuitul de intrare de înregistrare.



Circuitul poate fi inactivat prin deschiderea lui S1.

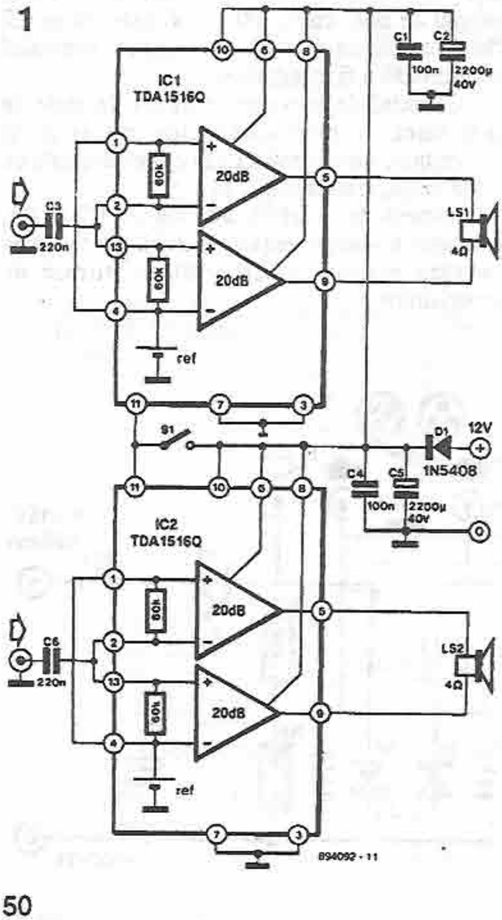
Posesorii de casetofoane cu capete distincte pentru înregistrare și redare trebuie să aibă în vedere că montajul nu funcționează bine dacă circuitul de control intern este activat. În această situație, semnalul are nevoie de un timp determinat pentru a ajunge la bornele căștilor: timp prea lung pentru a mai putea fi realizată corectarea nivelului semnalului de intrare.

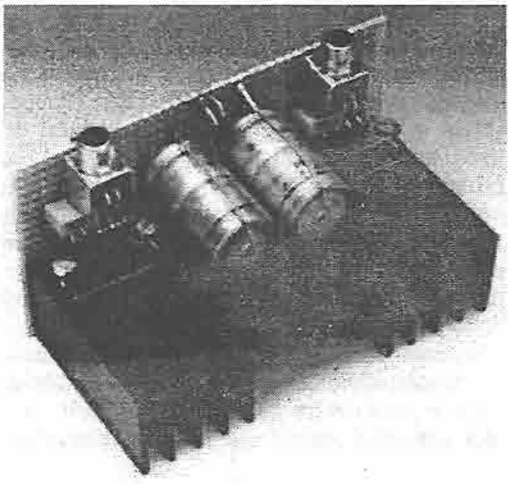
028 *Amplificator pentru radioreceptorul auto*

Majoritatea aparatelor de radio ieftine, pentru autovehicule, permit o audiție bună dacă utilizează difuzoare de bună calitate și dacă volumul nu este reglat prea aproape de maxim. Dacă acest din urmă lucru se întâmplă totuși, distorsiunile produse de aparat ajung la valori inacceptabile. În aceste cazuri, un amplificator de putere extern poate furniza niște „mușchi" în plus, adică să ofere considerabil mai multă putere la ieșire, cu un nivel mai mic de distorsiuni.

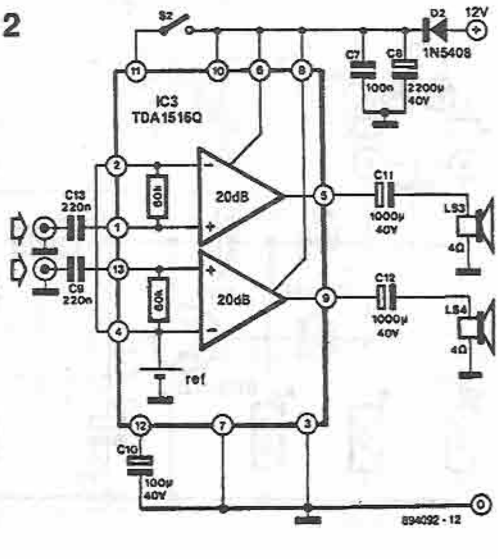
Circuitul integrat TDA 1516Q, amplificator de putere, necesită foarte puține componente externe. În fig. 1 este exemplificată utilizarea sa într-un amplificator stereo cu o putere de ieșire de 17 W, la distorsiuni sub 0,5% (care este echivalent ca performanțe cu aparatele de radio relativ scumpe, utilizate în locuință). Dacă

1





2



suportați distorsiuni de 10%, amplificatorul prezentat va putea furniza chiar o putere la ieșire de 22 W. Indiferent de puterea maximă cerută la ieșire, difuzoarele trebuie să fie de cel puțin 30 W.

Pentru aplicațiile ce necesită o putere mai scăzută, va fi adoptată schema din fig. 2, în care este utilizat un singur integrat TDA1516Q, într-un amplificator stereo cu o putere maximă de ieșire de circa 2 x 5 W (distorsiuni 0,5%), sau 6 W (distorsiuni 10%) pe o sarcină de 4 Ω. Datorită puterii sale de ieșire, nu vor fi probleme la utilizarea amplificatorului cu difuzoarele din autovehicul.

Ambele amplificatoare sunt așa-numitele boostere, ceea ce înseamnă că sunt conectate la ieșirea difuzorului aparatelor de radio de uz auto. În aplicațiile în care se lucrează cu un semnal de intrare mai slab, TDA1516Q va fi înlocuit cu un TDA1518Q, care are o amplificare de 40 dB.

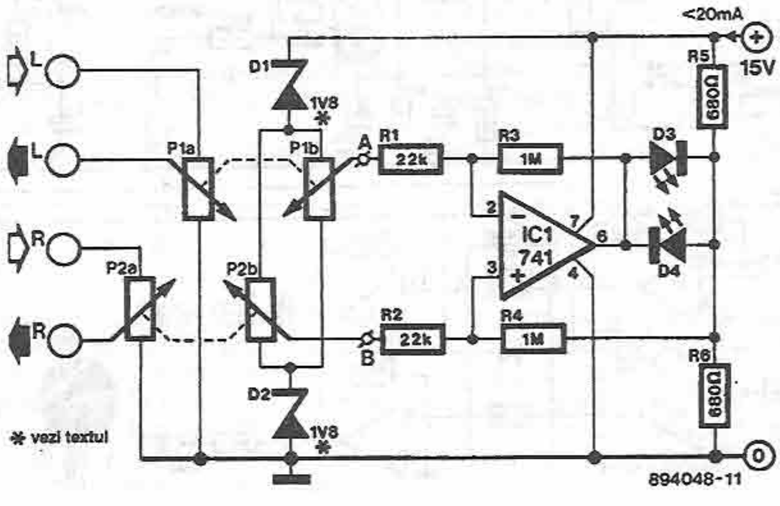
Când realizați amplificatoarele, montați condensatoarele tampon C2, C5 și C8 cât mai aproape posibil de circuitul integrat respectiv. Riscul apariției brumului este redus la minimum dacă se creează un singur punct de masă, în apropierea pinului 3 (sau, între pinii 3), în care să fie aduse toate conexiunile de masă. Deși circuitul integrat este protejat împotriva scurtcircuitelor și a supraîncălzirii, este recomandabilă utilizarea unui radiator de dimensiuni mari.

029 *Indicator de balans*

Dacă amplificatorul dumneavoastră este prevăzut cu două potențiometre de balans, veți beneficia, de fapt, atât de controlul balansului, cât și de cel nivelului. Un inconvenient al acestei variante îl reprezintă faptul că este destul de dificilă reglarea corectă a balansului. Totuși, respectivul neajuns poate fi înlăturat dacă înlocuim cele două potențiometre simple cu variante duble, P1 și P2 în schemă.

Una din jumătățile „perechii", P1a și P2a, preia sarcinile componentelor înlăturate. Cealaltă jumătate este conectată într-un circuit punte, caz în care diferența de potențial dintre cursoarele potențiometrelor reprezintă o măsură a balansului dintre cele două canale. Cu cât este mai mică diferența de potențial, cu atât este mai bun balansul (echilibrarea). Dacă doriți o ilustrare a gradului de dezechilibrare, conectați un instrument cu bobină mobilă, cu zero la mijlocul scalei, împreună cu o rezistență de polarizare între A și B. În acest caz, diodele Zener D1 și D2 pot fi omise: ele sunt utile doar în cazul indicatorului cu LED-uri inclus în schemă, pentru a evita ca tensiunea de intrare a amplificatorului operațional să capete o valoare prea apropiată de nivelul tensiunii de alimentare.

Circuitul aferent lui IC1 formează un amplificator diferențial clasic. Rezistențele R5 și R6 realizează o masă virtuală pentru LED-uri, necesară pentru ca la ieșire să se obțină o tensiune



pozitivă sau negativă, deși alimentarea este asimetrică.

Deoarece LED-urile au fost incluse în bucla de reacție, circuitul va fi destul de sensibil. La doar 40 mV, adică a patru suta parte din tensiunea de alimentare, unul dintre LED-uri deja începe să lumineze. Valoarea maximă a curentului ce trece prin LED-uri este determinată de R5 și R6.

030 *Atenuator al nivelului de sunet*

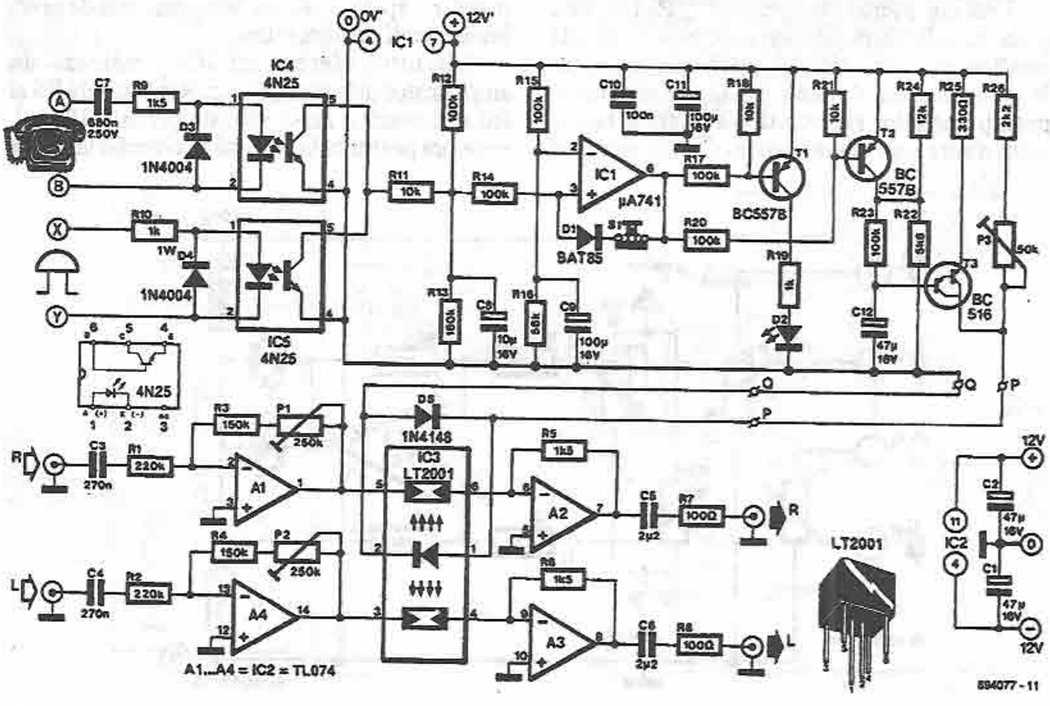
Când aparatul de radio sau casetofonul sunt date la volum maxim, adesea devine imposibil să mai auzim telefonul sau soneria de la ușă. Atenuatorul automat pe care vi-l prezentăm aici reprezintă una din soluțiile de rezolvare a acestui neajuns. Imediat ce sună telefonul sau soneria, el micșorează volumul echipamentului audio.

Montajul constă dintr-un atenuator controlat optic și circuitul electronic necesar pentru a-l conecta, să zicem, la telefon.

Atenuatorul se dezvoltă în jurul circuitului integrat TL074, iar schema sa este destul de simplă. Secțiunea de control, constând dintr-un atenuator comandat în curent realizat cu LT2001 (o combinație între un LED și două fotorezistențe – LDR-uri – montate într-o aceeași capsulă), este încorporată în echipamentul audio.

După conectarea alimentării, C9 determină resetarea bistabilului IC1. Nivelul mare al potențialului la pinul 6 al lui 741 determină blocarea lui T1 și T2: aceasta face ca D2 să se blocheze și sursa de curent controlată în tensiune, T3, să furnizeze curent maxim (30 mA) LED-ului încorporat în LT2001. Iluminate, LDR-urile vor avea o valoare de circa 1,5 kΩ. Câștigul în tensiune al atenuatoarelor poate fi prestabilit (o dată pentru totdeauna) la exact 0 dB (la 1 kHz) cu ajutorul lui P1 și P2.

Bornele A și B ale montajului sunt conectate direct la terminalele corespunzătoare ale telefonului (lucru ce nu este permis în anumite țări – în acest sens, consultați autoritatea de exploatare a rețelei telefonice), iar bornele X și Y sunt conectate la soneria de la ușă. Aceasta din urmă trebuie alimentată printr-un transfor-



mator de 3-24 V. Dacă telefonul sau soneria sună, bistabilul va fi setat prin intermediul optocuplorului adecvat (IC4 sau IC5).

Nivelul de tensiune L de la ieșirea lui IC1 va determina intrarea în conducție a lui T1 și T2, ceea ce va avea ca urmare aprinderea lui D2 și încărcarea lui C12, prin intermediul lui R23. Datorită tensiunii crescătoare de pe condensator, ieșirea sursei de curent se va micșora treptat, până când va fi atinsă valoarea sa minimă, stabilită cu P3. Ca urmare, TL074 coboară fără zgomote volumul sunetului până la un nivel rezonabil, determinat de reglajul lui P3.

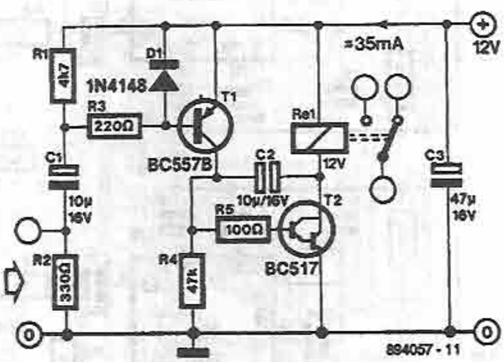
Apăsarea lui S1 va reseta bistabilul, lucru ce va duce la stingerea lui D2 și la scăderea lină a atenuării până la 0 dB. Atenuatorul este conectat la potențiometrul electronic prin două conductoare (P și Q). Datorită comenzii în curent, această conexiune (neecranată) poate avea o lungime de până la 23 de metri.

Curentul prin atenuator este de numai 10 mA iar alimentarea trebuie să fie de ±12 V, simetrică, și poate fi preluată de la amplificatorul audio. Circuitul de control necesită o tensiune asimetrică de +12 V și consumă un curent de circa 35 mA.

Dacă nu puteți procura un LT2001, îl puteți înlocui cu componente discrete: firește, acestea trebuie montate într-o carcasă complet opacă.

031 Un VOX simplu

VOX-ul este un comutator comandat prin voce, utilizat adesea la microfoane, în locul clasicului buton de comutare a acestuia. Varianta descrisă aici poate fi conectată la aproape orice tip de echipament audio care are o mufă pentru difuzor extern. Pragul de acționare este stabilit prin potențiometrul de volum al amplificatorului AF care comandă VOX-ul. Semnalul (de pe difuzor) de la bornele lui R2 este conectat capacitiv în baza lui T1. Rezistența R3 limitează curentul de bază al acestui tranzistor, în cazurile în care tensiunea de intrare depășește 600 mV. Dioda D1 blochează excursia pozitivă a semnalului de intrare, astfel încât U_{eb} nu poate deveni mai mică de circa 0,6 V.



Releul din circuitul de ieșire este comandat de tranzistorul Darlington T2. Rezistența R4 menține releul neacționat atâta vreme cât T1 este blocat. Valoarea condensatorului bipolar C2 îi permite să lucreze ca filtru împreună cu T2. Rezistența R5 limitează curentul de bază al lui T2 la un nivel de siguranță.

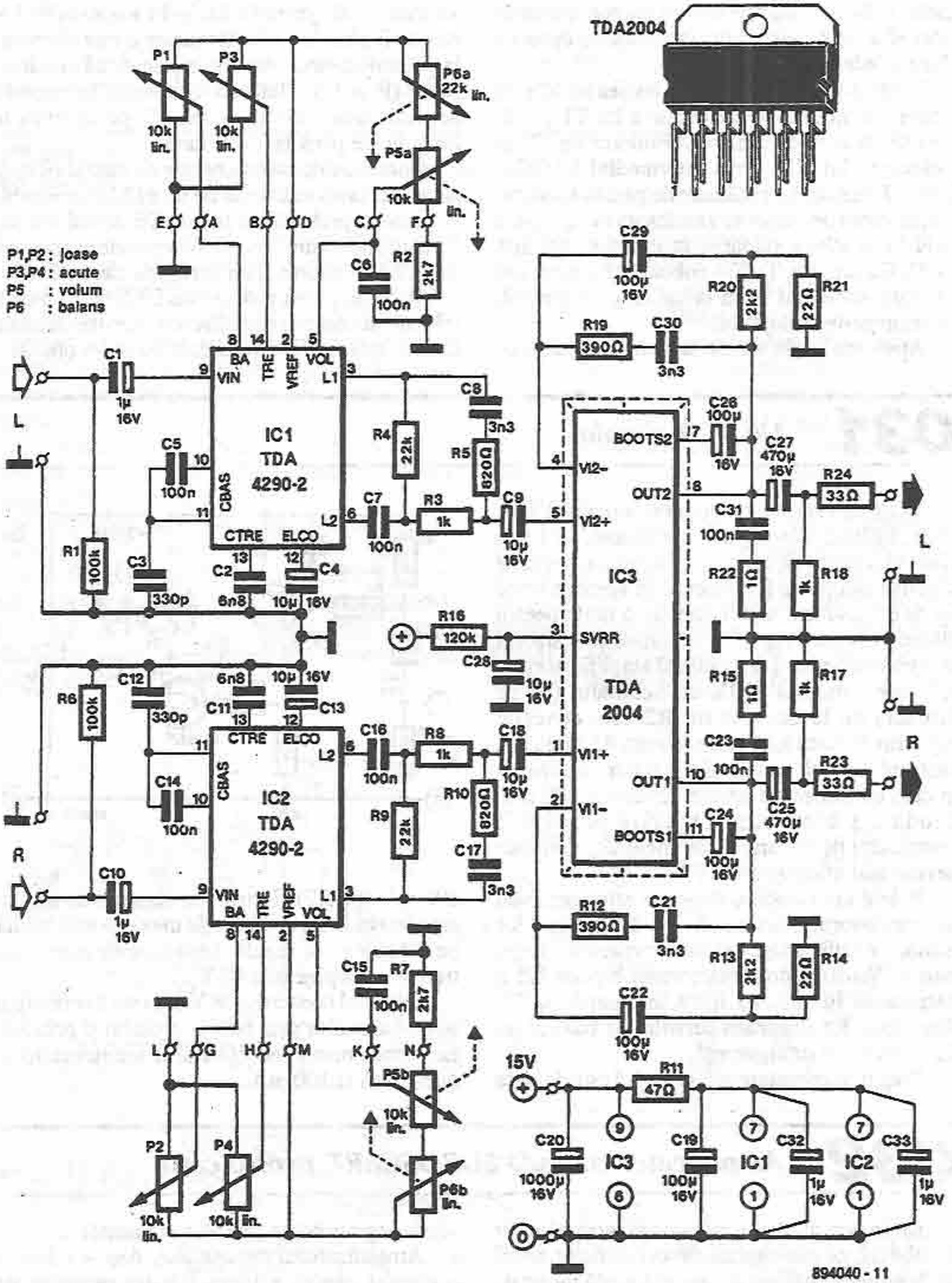
Pragul de comutare al VOX-ului este de circa 600 mV (pe R2). Tensiunea maximă de intrare este determinată de disipația maximă admisibilă pe R2 și R3. Ca regulă, tensiunea de intrare nu trebuie să depășească 40 V_{vv}.

Curentul consumat de VOX este în principal suma curenților prin bobina releului și prin R5. La supracomandarea VOX-ului, rezistența poate duce până la 100 mA.

032 Amplificator cu mufă EUROSCART, pentru căști

Mufa pentru căști a majorității receptoarelor de televiziune este cuplată direct la difuzor, astfel încât volumul preluat de această mufă nu poate fi reglat separat. Acest lucru reprezintă un mare inconvenient pentru mulți telespectatori, care sunt mai tari de ureche sau care, pur și simplu, doresc să asculte programul într-o ambianță sonoră zgomotoasă (reuniuni familiale!).

Amplificatorul descris aici, deși – inițial – proiectat pentru a lucra într-un receptor de televiziune, este foarte adecvat și într-o instalație hi-fi. El realizează reglaje independente pentru volum, balans, joase și înalte pentru fiecare canal în parte.


TDA2004
P1
10k
lin.
P3
10k
lin.
P6a
22k lin.
P5a
10k
lin.
E A B D C F
C6
100n
R2
2k7
P1,P2 : joase
P3,P4 : acute
P5 : volum
P6 : balans
C29
100µ
16V
R20
2k2
R21
22Ω
R19
390Ω
C30
3n3
L
C1
1µ
16V
VIN
BA
TRE
VREF
VOL
L1
L2
IC1
TDA
4290-2
CBAS
CTRE
ELCO
C5
100n
C8
3n3
R4
22k
R5
820Ω
C7
100n
R3
1k
C9
10µ
16V
R1
100k
C3
330p
C2
6n8
C4
10µ 16V
BOOTS2
VI2-
OUT2
VI2+
C28
100µ
16V
C27
470µ
16V
R24
33Ω
C31
100n
R22
1Ω
R18
1k
IC3
SVRR
TDA
2004
R16
120k
C26
10µ
16V
R15
1Ω
R17
1k
C23
100n
R
VI1+
VI1-
OUT1
BOOTS1
R23
33Ω
C25
470µ
16V
C24
100µ
16V
R6
100k
C12
330p
C11
6n8
10µ 16V
C13
IC2
TDA
4290-2
C14
100n
C16
100n
R8
1k
C18
10µ
16V
R10
820Ω
R9
22k
C17
3n3
C10
1µ
16V
R12
390Ω
C21
3n3
R13
2k2
R14
22Ω
C22
100µ
16V
C15
100n
R7
2k7
L G H M K N
P5b
10k
lin.
P6b
lin.
P2
10k
lin.
P4
10k lin.
15V
R11
47Ω
C20
1000µ
16V
IC3
C19
100µ
16V
IC1
C32
1µ
16V
IC2
C33
1µ
16V
894040 - 11

Concepţia amplificatorului are la bază două circuite integrate cu rolul de control de ton, TDA4290-2, şi un amplificator stereo integrat, TDA2004.

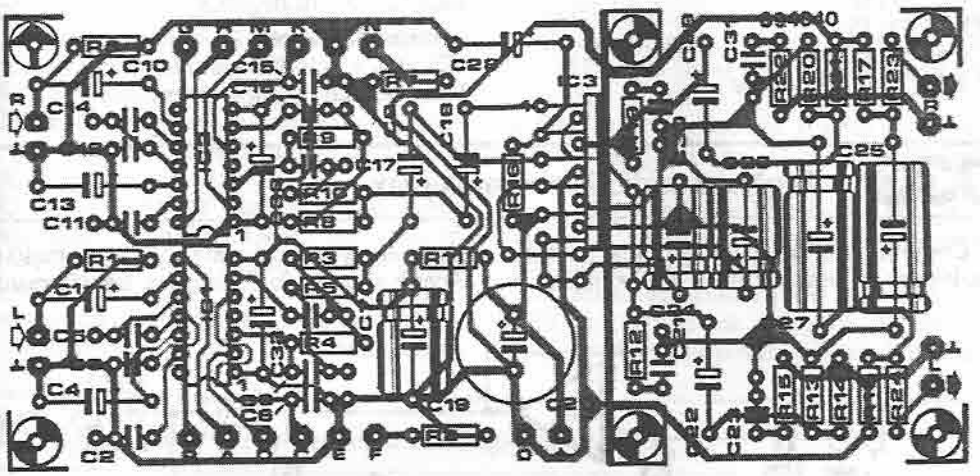
Integratele TDA4290-2 conţin circuite de comandă în c.c. a volumului şi, respectiv, a frecvenţei. Necesită puţine componente externe, şi oferă niveluri scăzute de distorsiuni şi zgomot. Condensatoarele C2 şi C11 determină limita de frecvenţă pentru înalte, iar C5 şi C14, pe aceea pentru başi. Tensiunea pentru controlul volumului este aplicată la pinul 5. În plus, la ieşirea de la pinul 2 este disponibilă o tensiune de referinţă, necesară pentru modificarea tensiunii la pinii intrărilor de control, 5, 8 şi 14. Semnalul de ieşire este disponibil la pinul 6, de unde este apoi aplicat la etajul de ieşire, prin reţeaua RC.

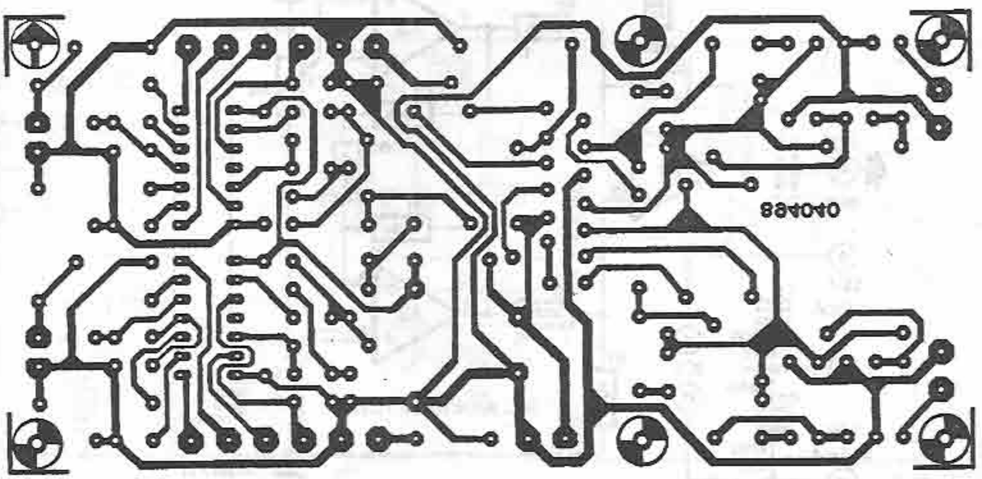
La fel ca şi integratele TDA4290-2, circuitul TDA2004 necesită puţine componente în plus pentru a determina amplificarea etajului (R13-R14 şi R20-R21: circa 40 dB); lăţimea de bandă (R12 şi R19: circa 22 kHz); protecţia contra scurtcircuitelor şi a sarcinilor inductive.

Prezenţa condensatoarelor electrolitice C25 şi C27 este esenţială din cauza sursei de alimentare asimetrice.

Rezistenţele R23 şi R24 au rolul de adaptare a sensibilităţii intrării şi impedanţei căştilor cu cele ale amplificatorului: valorile lor le veţi stabili după câteva încercări practice.

Rezistenţele R17 şi R18 fac posibilă încărcarea (polarizarea) condensatoarelor electrolitice, chiar în lipsa sarcinii, prin aceasta





prevenindu-se apariția pocniturilor în căști la conectarea acestora.

Câteva date tehnice (măsurate la o tensiune de ieșire de 1 V și 1 kHz): distorsiuni <0,03%; –3 dB în banda de 10 Hz ÷ 22 kHz; raportul semnal/zgomot de 70 dB. Controlul pentru bași și înalte va fi cuprins între 17 dB și, respectiv, 20 dB.

Integratele cu rol de reglaj de ton sunt prevăzute cu corecție de volum corespunzătoare percepției fiziologice: pentru a o activa, nu aveți decât să interconectați pinii 2 și 4. Este necesară o tensiune de alimentare de 11-18 V. Pentru o valoare de 15 V a acesteia, curentul prin amplificator va fi de 150-200 mA.

Listă de componente

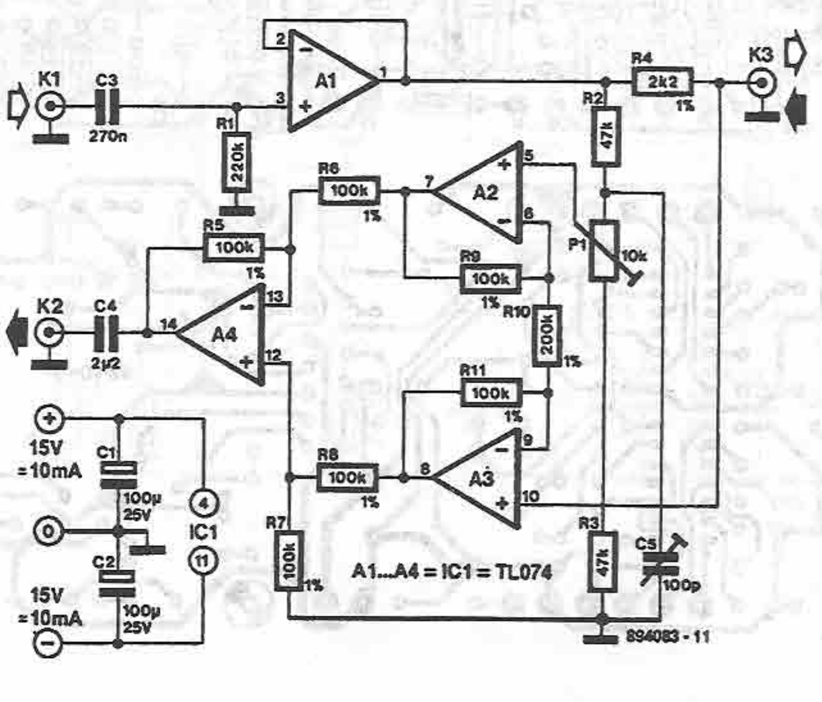
Rezistențe:
R1, R6 = 100 kΩ
R2, R7 = 2,7 kΩ
R3, R8, R17, R18 = 1 kΩ
R4, R9 = 22 kΩ
R5, R10 = 920 Ω
R11 = 47 Ω
R12, R19 = 390 Ω
R13, R20 = 2,2 kΩ
R14, R21 = 22 Ω
R16 = 120 kΩ
R23, R24 = 33 Ω
P1÷P6 = 10 kΩ pot. liniar
P7, P8 = 22 kΩ pot. liniar

Condensatoare:
C1, C10, C32, C33 = 1 µF, 16 V
C2, C11 = 6,8 nF
C3, C12 = 330 pF
C4, C9, C13, C18, C28 = 10 µF, 16 V
C5, C6, C7, C14, C15, C16, C23, C31 = 100 nF
C8, C17, C21, C30 = 3,3 nF
C19, C22, C24, C26, C29 = 100 µF, 16 V
C20 = 1000 µF, 16 V cu terminale pentru implantare
C25, C27 = 470 µF, 16 V

Semiconductoare:
IC1, IC2 = TDA4290-2
IC3 = TDA2004 (cu radiator)

033 *Legătură audio în sistem duplex*

Comunicarea în sistem duplex nu este, bineînțeles, o tehnică nouă: de exemplu, în sistemele de telefonie este utilizată de mulți ani. Aceste sisteme, însă, folosesc transformatoare



pentru a realiza duplexul, în timp ce montajul prezentat aici o face prin mijloace pur electronice. El se bazează pe un principiu extrem de simplu. Două transmițătoare introduc semnalele U1 și, respectiv, U2 într-un cablu de transmisiuni. În acest caz, tensiunea prin cablu va fi (U1 + U2)/2.

Receptoarele de la cele două capete ale cablului își preiau fiecare semnalul de la transmițătorul corespunzător, din semnalul transmis prin cablu: rezultatul este semnalul trimis de la celălalt capăt al cablului. Iată principiul aflat la baza schemei din figură! Nu uitați că este necesar câte un astfel de montaj la ambele capete între care se dorește stabilirea legăturii duplex.

Amplificatorul operațional A1 are rolul de buffer și servește ca transmițător. Semnalul transmis este preluat în cablu prin intermediul lui R4. Prezența rezistenței R4 face ca tensiunea pe cablu să fie jumătate din valoarea tensiunii de la ieșirea lui A1, și să nu afecteze, totuși, funcționarea circuitului. În același timp, prezența lui R4 nu permite ca semnalele provenite de la celălalt capăt al legăturii să ajungă la ieșirea lui A1; altfel, ele ar fi scurtcircuitate de această ieșire.

Receptorul este un amplificator diferențial constând din amplificatoarele operaționale A2-A4. Calitatea amplificatorului diferențial depinde în mare măsură de rezistențele folosite în asociere cu amplificatoarele operaționale și este esențial ca ele să aibă toleranța de 1%.

Semnalul prin cablu, (U1 + U2)/2, este aplicat la una dintre intrările amplificatorului diferențial, iar semnalul de ieșire (înjumătățit) de la A1 – la celălalt. Întrucât amplificatorul diferențial are un câștig de 6 dB, semnalul recepționat aplicat la K2 are același nivel ca și semnalul inițial.

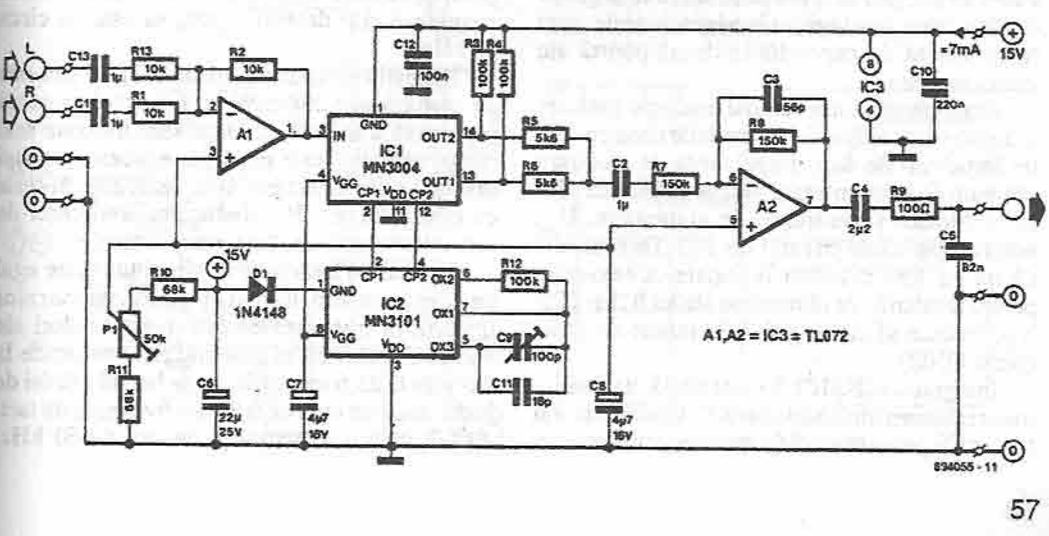
În practică, sistemul duplex propus aici nu este perfect și, din acest motiv, deocamdată, rămășițe din semnalul transmis pot fi detectate în receptor. Din fericire, acestea pot fi înlăturate cu ajutorul lui P1. În plus, cablul utilizat va încărca ușor capacitiv ieșirea, ceea ce va determina ca tensiunea de compensare de la cursorul lui P1 să nu fie perfect în fază cu semnalul trimis.

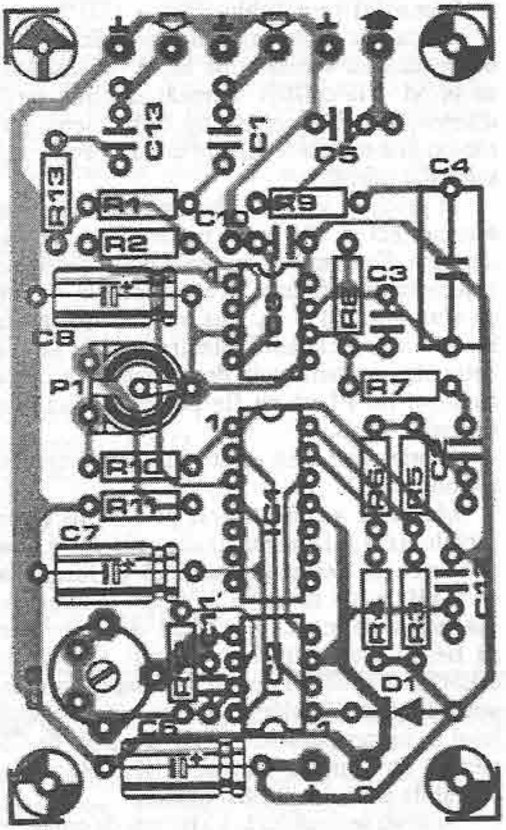
În principiu, acest efect poate fi înlăturat cu ajutorul lui C1.

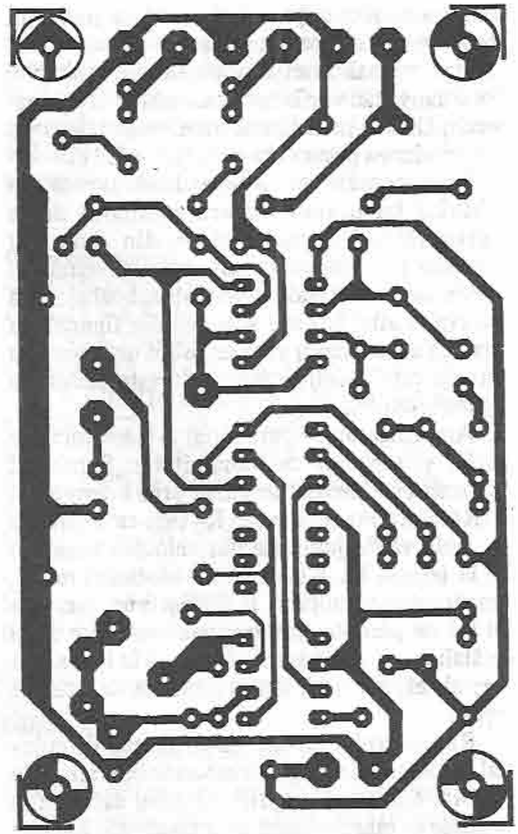
Montajul va fi calibrat prin conectarea cablului la el și la montajul său geamăn, și prin injectarea unui semnal sinusoidal, cu frecvența de 1 kHz și un nivel de 5 V_{ef}, la intrarea sa. Magistrala de intrare a celuilalt circuit trebuie să fie scurtcircuitată în timpul efectuării calibrării. Reglați P1 pentru o valoare minimă a semnalului la K2. Măriți apoi frecvența semnalului de intrare până la 10 kHz și reglați pe C5 pentru un semnal minim la K2. Repetați operațiile și pentru celălalt montaj.

Supresia semnalului la 1 kHz este de ordinul a 80 dB, iar la 20 kHz – de circa 60 dB. Acestea sunt valori destul de bune pentru un astfel de circuit.

034 *Linie de întârziere cu dispozitiv BBD*







Deși componentele BBD (bucket-brigade device) nu sunt în prim-plan, ca alte dispozitive, ele există și sunt utilizate. Una dintre acestea, MN3004, constă din 512 condensatoare și tranzistoare de comutație. Cea mai bună definire a acestui integrat ar fi probabil aceea de registru de deplasare analogic. Condensatoarele sunt reprezentate de capacitățile drenă-poartă ale tranzistoarelor.

Eșantioanele unui semnal analogic preluate la intrare vor apărea la ieșire întârziate cu 256 de impulsuri de tact. Impulsurile de tact sunt obținute de la un integrat asociat, MN3101. Tot el va furniza și tensiunea de alimentare, U_{gg}, pentru repetoarele pe sursă din IC1. De remarcat că nu au fost incorect desenate conexiunile pentru tensiunile de alimentare ale lui IC1 și IC2: V_{DD} trebuie să fie negativă în raport cu masa (pinul GND).

Integratul MN3101 face posibilă, de asemenea, realizarea unui oscilator RC. Condensatorul trimer C9 permite modificarea frecvenței de tact și, în consecință, a timpului de întârziere. La pinul 7 poate fi conectat, eventual, un oscilator extern (nu uitați însă că pinii 5 și 6 ar trebui, în acest caz, lăsați neconectați).

Frecvența de tact a liniei de întârziere poate fi cuprinsă între 10 ÷ 100 kHz. Pentru valorile componentelor date în figură, ea este de circa 60 kHz.

Disipația maximă a generatorului de tact este de aproximativ 200 mW, în funcție de sarcina capacitivă a memoriei. Dacă sunt utilizate mai multe memorii, este posibilă reducerea acestei disipații prin conectarea unor rezistențe în serie cu pinii CP1 și CP2. Reducerea frecvenței de tact micșorează, de asemenea, disipația.

Timpul de întârziere al circuitului este egal cu jumătate din numărul condensatoarelor împărțit la frecvența de tact: pentru valori ale componentelor ca în schemă, el ia valori de la 2,56 ms la 25,6 ms. Lățimea de bandă a liniei de întârziere este cam de 0,33 ori frecvența de tact. Astfel, pentru o frecvență de tact de 60 kHz,

lățimea de bandă este de 20 kHz și întârzierea – mai mare de 4 ms. La prototip, aceste valori au dat un raport semnal/zgomot de peste 70 dB, iar distorsiunile nu depășesc 0,3% (la 1 kHz; 0 dBV). Curentul a fost cu puțin peste 6 mA dar, la frecvențe de tact mai mari, acesta poate crește până la 14 mA.

În afară de semnalul de intrare întârziat, semnalul de ieșire conține rezultate ale mixării dintre intrare și tact. La acest prototip (vezi schema), la tact de 60 kHz, aceste produse de mixaj au fost atenuate în domeniul audio cu 60 dB (R8-C3 și R9-C5). Este, totuși, recomandabil ca, în cazul utilizării unui tact de frecvență mai joasă, să se filtreze atât intrarea cât și ieșirea cu un filtru cel puțin de ordinul patru. Încercați să reduceți la minimum distorsiunile prin reglarea lui P1.

Linia de întârziere își găsește numeroase aplicații în sisteme pentru efecte de ecou, tremolo, vibrato, chorus, reverberație etc.

O altă posibilitate ar fi utilizarea ei într-un compresor, pentru a suprima, sau măcar a atenua, scurtele perioade de supracomandă. Pentru aceasta, întârziați semnalul de intrare întâi la amplificatorul controlat în tensiune (VCA) și comandați circuitul care face controlul în tensiune pentru VCA direct. În această aplicație, întârzierea trebuie să fie cel puțin egală cu timpul de atac al compresorului.

Listă de componente

Rezistențe:
R1, R2, R13 = 10 kΩ
R3, R4, R12 = 100 kΩ
R5, R6 = 5,6 kΩ
R7, R8 = 150 kΩ
R9 = 100 Ω
R10, R11 = 68 kΩ
P1 = 50 kΩ semiregl.

Condensatoare:
C1, C2, C13 = 1 µF
C3 = 56 pF
C4 = 2,2 µF
C5 = 82 nF
C6 = 22 µF / 25 V
C7, C8 = 4,7 µF / 16 V
C9 = 100 pF trimer
C10 = 220 nF
C11 = 100 pF
C12 = 100 nF

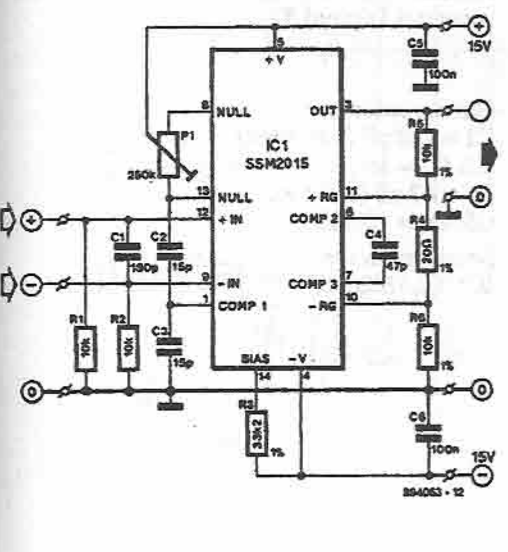
Semiconductoare:
D1 = 1N4148
IC1 = MN3004
IC2 = MN3101
IC3 = TL072

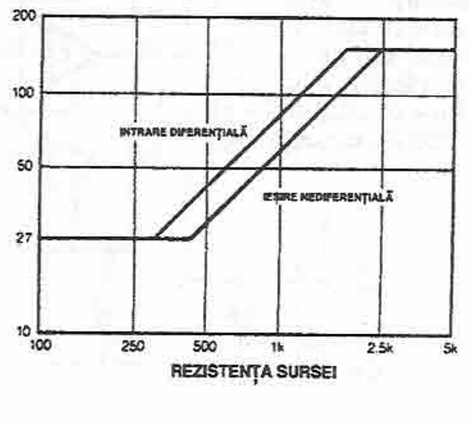
035 *Preamplificator de microfon cu zgomot redus*

Preamplificatorul pentru microfon descris aici are la bază integratul SSM2015, produs de Precision Monolithics Inc. (PMI), care oferă amplificare foarte mare și zgomot redus (1,3 nV/$\sqrt{f}$). A fost gândit pentru a fi utilizat cu semnale de intrare diferențiale și poate furniza o amplificare de 10 ‚2000, în funcție de mărimea lui R4. Pentru R5 = R6 = 10 kW, amplificarea A se calculează astfel:

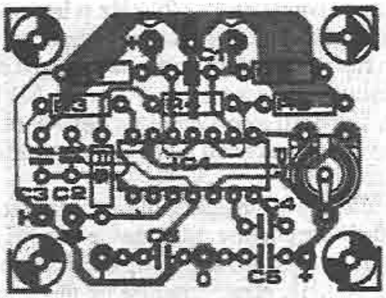
$$A = (20000/R4) + 3{,}5$$

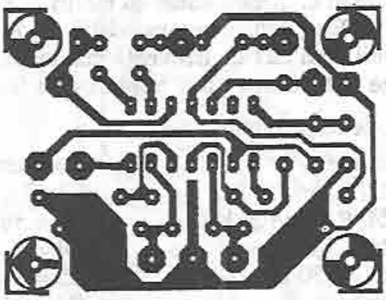
Valorilor indicate în figură le corespunde o amplificare de aproximativ 1000. Rezistența R3 stabilește punctul de funcționare al amplificatorului de intrare diferențial și determină,





astfel, lățimea de bandă și viteza de creștere. Cu valoarea de 33 kΩ se obțin caracteristici apropiate de optim, dar rezultă un curent de polarizare mare la intrare, de 4,5 μA (cu R3 = 150 kΩ, curentul este doar de 1 μA). În plus, nivelul de zgomot la intrare, în special contribuția de zgomot de curent, a crescut puțin. Cu toate acestea, preamplificatorul are un raport semnal/zgomot de 95 dB, măsurat cu intrările „+“ și „–“ scurtcircuitate, și un nivel de ieșire de 0 dBV. Rezistența R3 permite adaptarea impedanței sursei cu intrarea amplificatorului diferențial: dacă Z = 600 Ω, R3 are valoarea optimă de 33 kΩ. Cu o rezistență de 600 Ω la bornele de intrare, raportul semnal/zgomot este de ordinul a 86 dB. Tabelele și caracteristica din fig. 2b oferă câteva valori pentru rezistența de polarizare și condensatoarele de compensare C2 și C3. Intrările diferențiale ale lui SSM2015 sunt de tip flotant, deci rezistențele externe, R1 și R2, trebuie să permită o polarizare corectă în c.c. În aplicațiile cu o singură ieșire (nediferențială), trebuie acordată atenție prevenirii creșterii de offset datorate diferențelor de polarizare dintre intrări, cauzate de impedanțele diferite (masa pentru o intrare și sursa pentru cealaltă). Rezistențele R1 și R2 produc zgomot de mod comun și nu trebuie să aibă valori mai mari decât cele indicate în schemă. Compensarea de offset prin reglarea lui P1 este necesară pentru valoarea din schema lui R3, care se concretizează printr-o amplificare efectivă de 1000. Valoarea lui R3 depinde de amplificarea selectată – vezi tabelul 2. Condensatorul C4 compensează regulatorul de curent de la intrarea integratului iar C1 suprimă semnalele de ÎF. Distorsiunile măsurate ale





amplificatorului la 1 kHz și 0 dBV au fost sub 0,006%, și mai mici de 0,01% la frecvența de test de 10 kHz. Lățimea de bandă pentru înjumătățire este de 180 kHz la 3 V, pe o impedanță de 1 kΩ. Rejecția de mod comun la 50 Hz depășește 100 dB. Producătorul menționează că ieșirea integratului SSM2015 nu a fost proiectată pentru a comanda și linii lungi: sarcinile capacitive ce depășesc 150 pF trebuie decuplate printr-o rezistență de 100 Ω în serie cu ieșirea (de menționat că R5 trebuie să rămână conectată la pinul 3).

Listă de componente

Rezistențe:
R1, R2 = 10 kΩ
R3 = 33,2 kΩ, 1%
R4 = 20 Ω, 1%
R5, R6 = 10 kΩ, 1%
P1 = 250 kΩ semiregl.

Condensatoare:
C1 = 180 pF (polistiren)
C2, C3 = 15 pF
C4 = 47 pF (stiroflex)
C5, C6 = 100 nF

Semiconductoare:
IC1 = SSM2015

Tabel 1

R3	C3	C2
27 k ÷ 47 k	15 p	15 p
47 k ÷ 68 k	15 p	10 p
68 k ÷ 150 k	30 p	5 p

Tabel 2

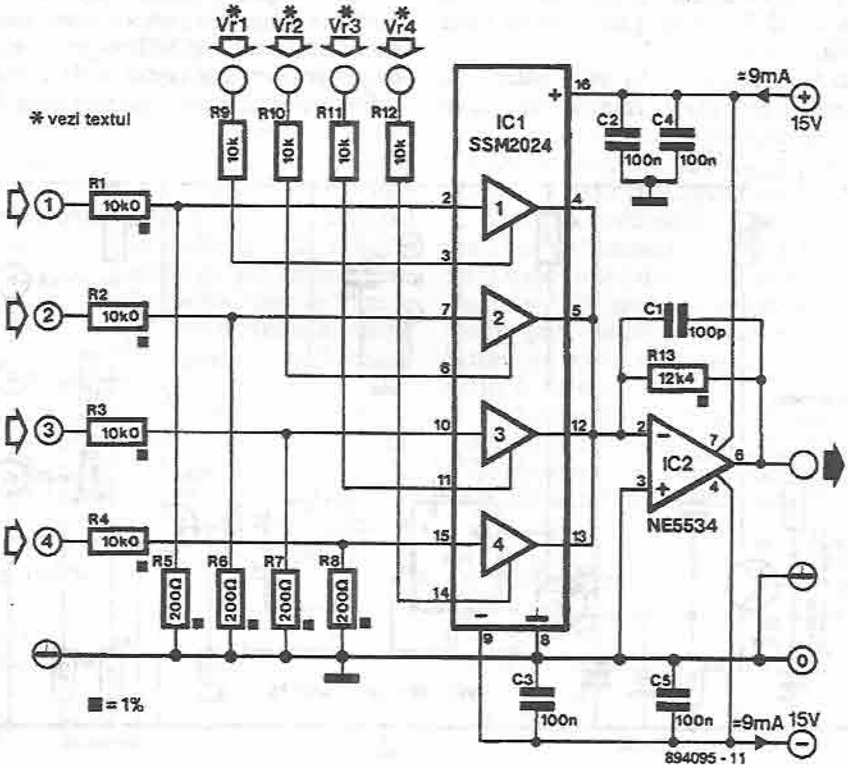
	R3		
	27 k ÷ 47 k	47 k ÷ 68 k	68 k ÷ 150 k
G = 10; P1 =	500 k	250 k	250 k
G = 100; P1 =	500 k	100 k	100 k
G = 1000; P1 =	250 k	100 k	50 k

036 *Mixer cu 4 canale*

Mixerul pe care vi-l propunem aici este dezvoltat în jurul a patru amplificatoare transconductanță comandate în curent, conținute în integratul SSM2024, produs de Precision Monolithics Inc. (PMI). Pentru a obține un offset mic și o rejecție mare, cele patru intrări trebuie să aibă o impedanță de 200 Ω față de masă. Aceste impedanțe sunt obținute cu rezistențele R5-R8, care fac parte, de asemenea, din divizorul de tensiune de la fiecare intrare.

Cu valorile componentelor date în schemă, semnalul nominal de intrare este 1 V (0 dBV). La acest nivel, distorsiunile sunt de circa 1%, iar la niveluri mai scăzute nu depășesc 0,3%.

Câștigul amplificatoarelor comandate în curent – CCA – este determinat de curentul de alimentare al intrărilor de control. Aceste intrări formează o masă virtuală, deci calcularea



valorilor rezistențelor de polarizare (pentru a transforma intrările în intrări comandate în tensiune) este relativ simplă.

La o valoare de 10 kΩ pentru R1-R4, CCA-urile sunt blocate dacă potențialul intrărilor de control este sub 200 mV. Amplificarea maximă se obține pentru un curent de comandă de 500 μA, caz în care tensiunea la intrările de control este ușor mărită, cu 0,5 V; rezultă că este necesară o tensiune de control maximă de 5,5 V.

Curenții de la ieșirea amplificatoarelor sunt însumați prin simpla interconectare a pinilor de ieșire (lucru foarte evident, când e vorba de curenți, și în deplină concordanță cu legile lui Kirchhoff).

Convertorul curent-tensiune, IC2, transformă această rezultantă a curenților într-o tensiune de ieșire. Valoarea aleasă pentru R13 determină ca amplificarea lui IC2 să fie unitară.

Curentul prin mixer depinde de reglajul fixat pentru cele patru CCA-uri și este cuprins între 5 și 9 mA.

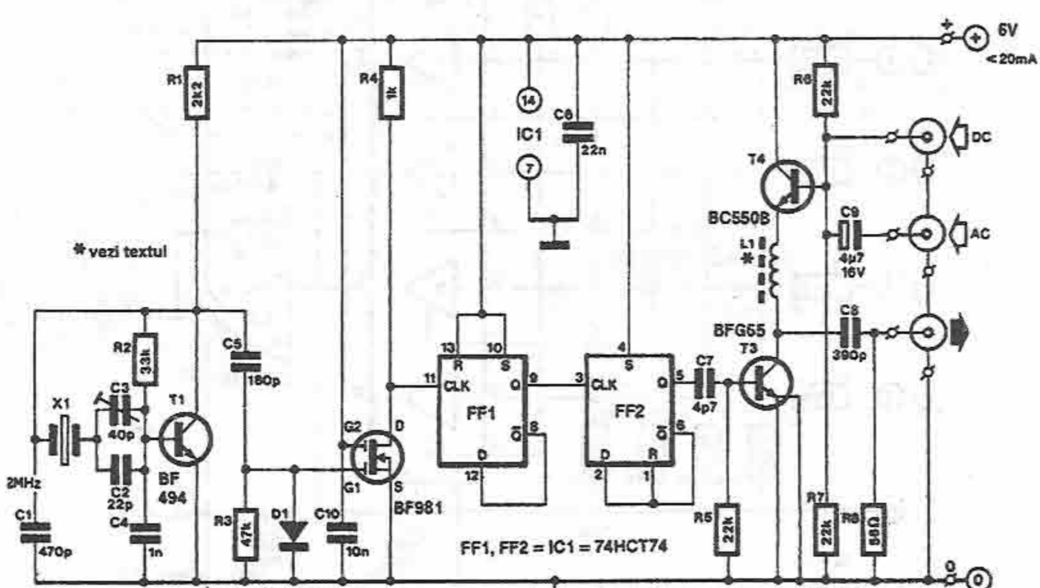
Raportul semnal/zgomot al mixerului este de circa 90 dB, iar lățimea de bandă – de ordinul a 130 kHz. Aceasta este limitată, în principal, de C1, a cărui prezență este esențială pentru a asigura buna stabilitate a convetorului curent-tensiune.

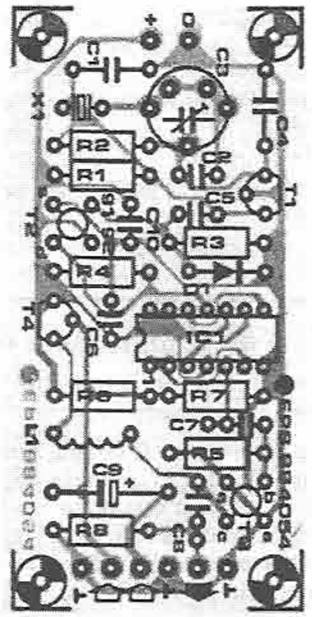
Integratul SSM2024 lucrează satisfăcător cu o tensiune de alimentare cuprinsă între +9 V și +18 V, însă cele mai bune rezultate se obțin la ±15 V.

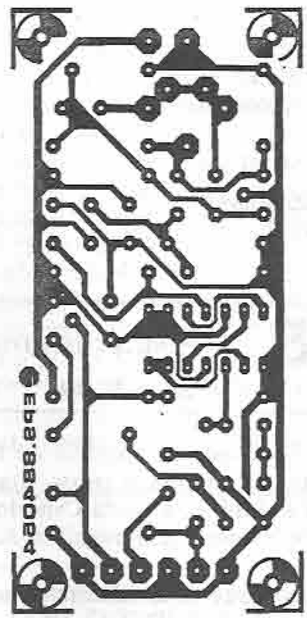
037 *Generator de calibrare modulat în amplitudine*

Generatorul de calibrare este utilizat pentru verificarea rapidă a funcționării receptorului. Schema prezentată generează semnale de RF (*markeri*) la intervale de 1 MHz, într-un domeniu de frecvențe ce se întinde până la 2 GHz. Aceste semnale pot fi modulate în amplitudine prin comandarea lui T4 cu un generator de undă sinusoidală.

Cu cristalul X1 și cu T1 este realizat un oscilator stabil de 2 MHz. Tranzistorul T2, un MOSFET, lucrează ca buffer digital pentru semnalul de tact al bistabilului-divizor FF1. Impulsurile de la ieșirea lui FF2 au o frecvență de 1 MHz și o durată de 12 ns, obținută prin autoștergerea lui FF2 după ce ieșirea $\overline{Q}$ a trecut în starea logică L. Aceste impulsuri îl aduc pe T3 în saturație. Ca urmare, acest tranzistor de supraînaltă frecvență SHF va produce un spectru larg de armonici, iar faptul că el lucrează în clasa C îi va determina o funcționare de multiplicator







de frecvență. Curentul de colector poate fi modulat prin intermediul tranzistorului înseriat T4. Întrucât cele două benzi laterale generate în procesul de modulare a amplitudinii sunt decalate față de purtătoare de către frecvența modulatoare, modularea în amplitudine poate fi utilizată pentru a genera semnale la frecvențele dintre markeri. Exemplu: prin modularea generatorului de calibrare cu o undă sinusoidală de 204 kHz, se obțin două frecvențe adiționale, adiacente markerului, să zicem, de la 1120 MHz: 1120 – 0,204 = 1119,796 MHz și 1120 + 0,204 = 1120,204 MHz. Rezultă de aici că se obține un domeniu de acord continuu cuprins între 1 MHz și 2 GHz, atunci când frecvența la ieșirea generatorului de undă sinusoidală poate fi reglată între 500 kHz și 1 MHz.

Măsurarea amplitudinilor a patru markeri, produse de un generator de calibrare, ne arată că nivelurile disponibile la ieșire scad odată cu creșterea frecvenței:

f = 100 MHz: P_o = – 25 dBm
f = 400 MHz: P_o = – 45 dBm
f = 1,0 GHz: P_o = – 55 dBm
f = 1,8 GHz: P_o = – 70 dBm
Observație: 0 dBm = 1 mW pe 50 Ω.

Realizarea practică a generatorului de calibrare este simplă chiar și pentru aceia cu puțină experiență în construcția circuitelor RF. Condensatoarele C1, C2 și C4, cu polistiren, este obligatoriu să fie cu toleranță mică (2,5 sau 5%).

Bobina L1 este realizată din 3 spire de cupru emailat, cu diametrul de 0,2 sau 0,3 mm, înfășurate pe o mică perlă de ferită (3-5 mm lungime). Fiți atenți să evitați scurtcircuitele dintre spire, deoarece stratul de email poate fi foarte ușor zgâriat când trageți firele prin orificiul perlei de ferită.

Generatorul de calibrare este alimentat de la o baterie compactă de 6 V, deci poate fi folosit și ca instrument de testare portabil. Consumul de curent se situează sub 20 mA.

Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1 = 2,2 kΩ
R2 = 33 kΩ
R3 = 47 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5, R6, R7 = 22 kΩ
R8 = 56 Ω

Condensatoare:
C1 = 470 pF
C2 = 22 pF
C3 = 40 pF trimer plan cu folie
C4 = 1 nF
C5 = 180 pF
C6 = 22 nF

C7 = 4,7 pF
C8 = 390 pF
C9 = 4,7 µF / 16 V
C10 = 10 nF ceramic

Bobină:
L1 = vezi textul

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
IC1 = 74HCT74
T1 = BF494
T2 = BF981 sau BF982
T3 = BFG65 (Philips/Mullard)
T4 = BC550 B

Diverse:
X1 = cristal de cuarț, 2 MHz; rezonanță paralelă 30 pF
Circuit imprimat tip 884054

038 *Receptor pentru semnalul standard de timp transmis de OMA-2500*

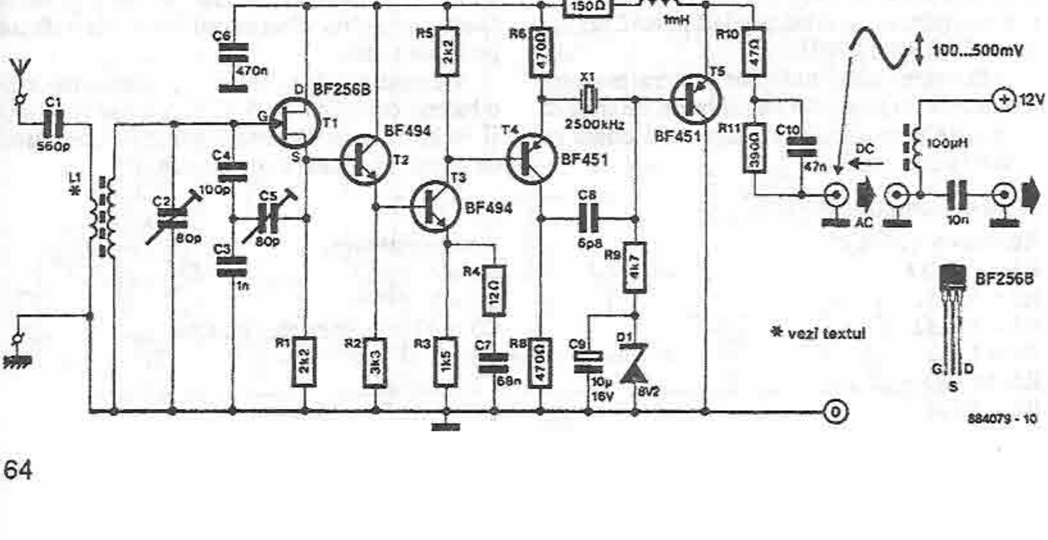
OMA-2500 este un emițător de 1 kW, pe 2500 kHz, de standard timp. Stația este amplasată la Liblice, în fosta Cehoslovacie, și aparține de Institutul Astronomic al Academiei de Științe.

Spre deosebire de emițătoarele standard de timp din banda VLF (DCF77, HBF), modulația este doar în amplitudine și nu o combinație de MA și PSK sau FSK. Aceasta înseamnă că pip-urile pentru secunde emise de OMA-2500 nu conțin zgomot de fază, ceea ce constituie o necesitate pentru anumite tipuri de PLL-uri, în special din echipamentele de telecomunicații, în care semnalul de 2500 kHz furnizat de un receptor standard de timp este utilizat pentru generarea sau sintetizarea altor frecvențe, la fel de stabile.

Tranzistorul T1 este configurat ca un buffer regenerator și lucrează ca filtru activ cu un factor de calitate efectiv Q de aproximativ 1000 la o lățime de bandă (la 3 dB) de 2,5 kHz. Semnalul recepționat este mărit în continuare în ampli-ficatorul T2-T3, apoi este aplicat filtrului activ cu cristal T4-X1 care asigură o lățime de bandă de 500 Hz la 3 dB. Amplitudinea la ieșirea receptorului este suficientă pentru a comanda aproape orice tip uzual de PLL. Receptorul este alimentat prin cablul coborâtor al antenei la borna de ieșire pentru a permite instalarea într-un mediu fără zgomot (paraziți).

Bobina L1 constă din 2 spire în primar și 50 în secundar, din sârmă de cupru emailat, cu diametrul de 0,3 mm, bobinate pe un miez de ferită tip T50-2.

Cristalul de cuarț X1 lucrează pe 2500 kHz în rezonanță serie. Realizarea practică a receptorului trebuie să respecte regulile standard



pentru circuitele de RF: toate conexiunile să fie cât mai scurte posibil, să se utilizeze ecranări și decuplări eficiente.

Reglare: poziționați un generator de funcții pe 2,5 MHz la U_0 = 10 mV. Conectați ieșirea la C1. Conectați un osciloscop, comutat pe c.a., în sursa lui T1 și reglați-l la maxim pe C2. S-ar putea să fie necesară reducerea sau mărirea numărului de spire din secundarul lui L1 pentru a obține rezonanța la 2,5 MHz. Reduceți amplitudinea semnalului și reluați reglajul trimerului. Deconectați generatorul de funcții și conectați antena. Conectați osciloscopul la ieșirea circuitului. Măriți valoarea lui C5 până ce se obține amplitudinea optimă pentru semnalul modulat în amplitudine, dar asigurați-vă că acesta nu depășește 500 mV. Nu uitați că T1 este un etaj regenerator și, ca urmare, reglajele lui C2 și C5 interacționează. Dacă este cazul, reglați din nou trimerii pentru ca semnalul la colectorul lui T3 să fie stabil, și să nu fie limitat în timpul recepției nocturne, când OMA-2500 este recepționat cu intensitate mare a câmpului pe tot cuprinsul Europei. În timpul zilei, în vestul și nordul Europei, recepția va fi mai degrabă slabă sau abia utilizabilă, în funcție de condițiile de propagare și de localizarea stației de recepție.

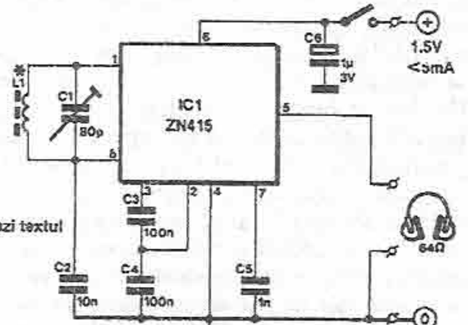
Circuitul va fi alimentat la 12 V, și consumă circa 10 mA. În sfârșit, nu uitați că este obligatorie o antenă bună (nu fir lung de sârmă sau o buclă rombică) pentru ca recepția să se facă în bune condiții.

039 *Cască fără fir (receptorul)*

Pentru a obține un bun receptor pentru cască, care să fie ușor, reproducerea să fie de bună calitate, iar alimentarea să se facă de la baterie, a fost ales circuitul ZN415, produs de Ferranti.

Acest integrat conține un detector MA complet, un amplificator de ieșire, și funcționează cu o singură baterie de 1,5 V.

Schema din figură ne prezintă integratul ZN415 în aplicația sa standard, aceea de receptor de unde medii. Circuitul C1-L1 este, totuși, acordat fix pe o frecvență superioară benzii de unde medii. Etajul de ieșire comandă o cască de mare impedanță. Curentul prin circuit nu depășește 5 mA, bateria având, astfel, o mare durată de utilizare.



Circuitul acordat fix, C1-L1, recepționează un semnal de la emițătorul descris în secțiunea următoare. Inductanța constă din 40 de spire din sârmă de cupru emailat, cu diametrul de 0,2 mm, bobinate strâns pe o bară de ferită având un diametru de 20 mm. Pentru o recepție optimă, C1 trebuie reglat cu ajutorul unei șurubelnițe nemetalice. De remarcat că frecvența de transmisie se situează undeva între 1700 și 3400 kHz.

040 *Cască fără fir (emițătorul)*

Vă prezentăm, aici, un montaj pentru emisia, la un foarte bun nivel calitativ, a ieșirii audio a unui receptor de televiziune, la o distanță de peste doi metri.

Semnalul de intrare este preluat de la receptorul de televiziune, și anume de la borna de ieșire pentru cască, sau de la ieșirea pentru videocasetofon. Dacă, totuși, acestea nu există, NU ÎNCERCAȚI, ÎN NICI UN CAZ, SĂ MONTAȚI DUMNEAVOASTRĂ ÎNSIVĂ O ASTFEL DE BORNĂ: ȘASIUL TELEVIZORULUI POATE FI, ÎN PRINCIPIU, LA O TENSIUNE ÎNALTĂ, CE PREZINTĂ PERICOL DE MOARTE.

Semnalul audio este amplificat de IC1, căruia i s-au adus „întăriri" prin adăugarea unui buffer

de ieșire, T1. Condensatorul C4 are un potențial egal cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare (obținut prin R3-R4), peste care se va suprapune semnalul audio amplificat. Tensiunea continuă variabilă este utilizată ca tensiune de alimentare pentru tranzistorul T2, trecând mai întâi prin primarul lui L2. Oscilatorul, în a cărui componență intră și T2, poate lucra între 1750 kHz și 3500 kHz. Semnalul astfel modulat în amplitudine din secundarul lui L2 este destul de puternic pentru a se propaga câțiva metri. O bară de ferită este utilizată ca antenă de emisie.

Dioda D1 îndeplinește două funcțiuni: indică funcționarea emițătorului și stabilizează tensiunea continuă (la circa 1,5 V) pentru oscilator. În acest fel, tensiunea pentru oscilator este independentă de linia de alimentare, de 12-18 V.

Bobinele sunt ușor de realizat. Pentru L1 se folosește un miez toroidal T50-2, pe care se bobinează 80 de spire din sârmă de cupru emailată, de 0,2 mm diametru. L2 necesită o bară de ferită de 10-20 cm: L2A constă din 3 spire din sârmă de cupru emailată, de 0,6 mm diametru, și va fi bobinată la capătul dinspre masă al lui L2B. Bobinajul secundarului este reprezentat de 30 de spire din sârmă de cupru emailată, cu diametrul de 0,5 mm.

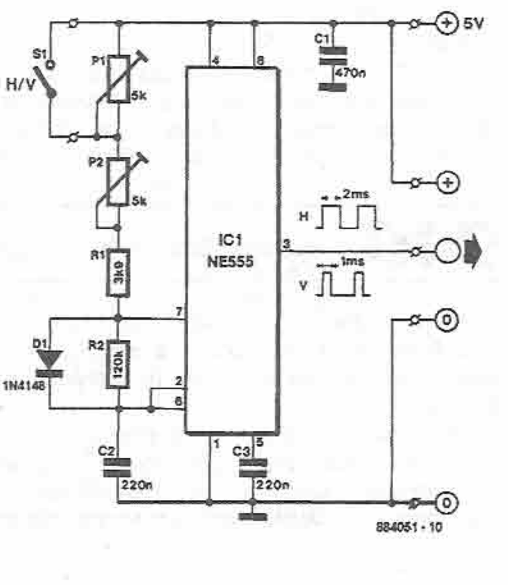
Montajul trebuie alimentat de la o sursă, deoarece consumul său de curent se poate ridica până la 150 mA.

041 *Comanda polarotorului*

Polarizarea semnalelor TV transmise de satelit este definită ca fiind orizontală (H) sau verticală (V), luând ca reper linia ecuatorului de sub locul unde se află satelitul, și nu – cum greșit se procedează adesea – linia orizontului de pe Pământ. În funcție de localizarea pe suprafața terestră a sistemului de recepție și de poziția geostaționară a satelitului, un semnal cu polarizare orizontală poate avea o anumită deviere față de orizont. Ca o regulă generală, cu cât este mai scăzută elevația antenei parabolice pentru pentru un anumit satelit, cu atât este mai mare deviația unghiului de polarizare. Totuși, diferența dintre verticală și orizontală se menține la 90°.

Majoritatea dispozitivelor de orientare după direcția de polarizare (polarotoare) disponibile în comerț, utilizate pentru selectarea între transponderele cu polarizare orizontală și cele cu polarizare verticală de pe sateliții TV, au încorporat un mic servomotor a cărui direcție de deplasare este controlată automat printr-un circuit de selecție a canalului, inclus în echipamentul de interior, sau printr-un simplu comutator. Servomotorul rotește o sondă înclinată montată într-un ștuț de PTFE din flanșa ghidului de undă cu care este prevăzută antena de recepție. Acest ștuț poate fi rotit la peste 90°, și retransmite semnalul de 11 GHz recepționat de la satelit, prin intermediul unui ștuț de lungime λ/4 montat vertical în ghidul de undă care face conectarea la LNB. Ansamblul polarotor este montat definitiv între antena de recepție și intrarea LNB, și este conectat la echipamentul de interior prin intermediul unui cablu cu trei fire, pozat în paralel cu cablul de coborâre coaxial al antenei. Schema comutatorului de selectare a polarizării, S3, o veți găsi în „Echipament interior pentru recepție TV prin satelit" (*Elektor Electronics*, oct. și nov. 1996, ian. 1997), dar nu și circuitul de comandă asociat acestuia, pe care vi-l prezentăm în figura alăturată.

Circuitul de comandă a polarotorului este un

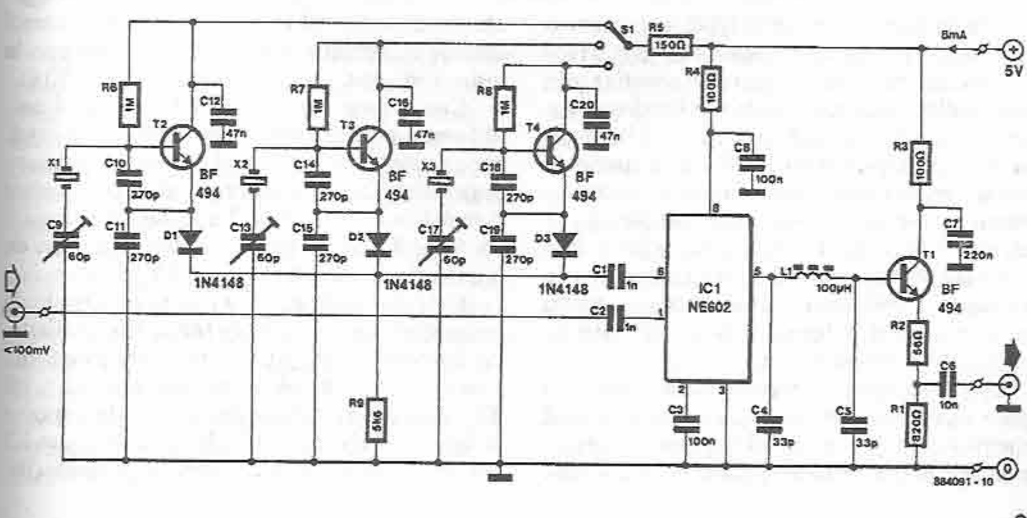


multivibrator astabil care determină direcția cursei servomotorului prin furnizarea de impulsuri de ieșire cu o durată de 1 ms (V) sau 2 ms (H) – valori tipice. Când comutatorul orizontal/vertical (H/V) S3 este închis, P1 este scurtcircuitat, astfel încât IC1 furnizează impulsuri cu durata de 1 ms. În ansamblul polarotor, se utilizează o combinație între un potențiometru cuplat la axul motorului și un montaj electronic – pentru a compara durata impulsurilor de control recepționate cu aceea a impulsurilor de poziționare a axului generate intern, și acționează motorul până când impulsurile au durate egale. În acest moment, sonda de microunde din ghidul de undă al antenei de recepție este poziționată vertical. În mod asemănător, când S3 este deschis, P1 este inclus în rețeaua de temporizare, R-C, a integratului IC1. Datorită valorii mari a rezistenței totale, IC1 furnizează impulsuri cu o durată de aproximativ 2 ms, astfel încât sonda de microunde este rotită cu peste 90° pentru recepția semnalelor polarizate orizontal.

Circuitul de control și servomotorul sunt alimentate de la o sursă de 5 V, ce va fi ușor de construit dacă se va folosi un circuit integrat stabilizator de tensiune, cu trei pini, tip 7805. În cazul utilizării echipamentului interior menționat mai sus, intrarea integratului 7805 poate fi conectată la intrarea lui IC7 (de tip 7812, pe placă de imagine/sunet/PSU). Trebuie avut grijă, totuși, să nu fie supraîncărcat transformatorul de rețea, Tr1, sau rezistența serie opțională, Rx, atâta vreme cât consumul maxim de curent al motorului polarotorului – blocat – este, în mod normal, de 300 mA. În anumite cazuri, este necesar să se monteze un condensator electrolitic de decuplare, de valoare mare, chiar între bornele de alimentare ale servomotorului. Mărimea acestui condensator depinde de consumul real de curent al motorului, însă o valoare de 470 µF va fi adecvată în majoritatea situațiilor. Este recomandabil să utilizați conductoare destul de rezistente pentru conectarea polarotorului la circuitul de control.

Circuitul este ușor de pus în funcțiune: conectați un osciloscop la borna de ieșire a impulsurilor și reglați P1 și P2 până ce obțineți durata corectă a impulsurilor dreptunghiulare de ieșire (va trebui să țineți cont de faptul că aceste reglaje se influențează reciproc). Deschideți polarotorul pentru a verifica dacă parcursul sondei acoperă întreg domeniul de 90°. Dacă nu dispuneți de un osciloscop, veți regla P1 și P2 până când servomotorul acoperă cu ușurință întregul domeniu, în ambele direcții de deplasare. Corecția de deplasare polară poate fi obținută cu ajutorul semireglabilelor. Dacă utilizăm potențiometre în locul semireglabilelor P1 și P2, putem obține un reglaj continuu al poziției sondei (*oblic*) pentru experimentări de recepție prin satelit. Consumul de curent al circuitului de control este de aproximativ 7 mA.

042 Prescaler pentru frecvențmetru



Prescalerul, proiectat inițial pentru a funcționa ca etaj de intrare în frecvențmetru, de exemplu într-un receptor SSB, are ca rol principal micșorarea frecvențelor ce urmează a fi măsurate și evitarea „butonărilor" repetate.

Circuitul constă din câteva oscilatoare, un mixer și un buffer/filtru de ieșire. Modul său de funcționare face ca frecvența de ieșire să fie egală cu frecvența de intrare minus frecvența oscilatorului. Întrucât frecvența oscilatorului poate fi modificată rapid, frecvența la ieșire va fi cu ușurință adaptată pentru ca frecvențmetrul să „citi" frecvența primită.

Frecvența oscilatorului poate fi modificată ușor și eficient prin comutarea tensiunii de alimentare doar pe oscilatorul necesar. Avantajul acestei metode constă în aceea că oscilatoarele rămase inactive nu mai pot avea nici o influență.

Pentru a preveni orice influență a oscilatoarelor inactive asupra frecvenței de oscilație cerute, semnalul oscilator este transmis la mixer printr-una din diodele D1 ÷ D3, deoarece, în cazul unui oscilator inactiv, respectiva diodă nu va conduce, deci va exista doar o capacitate mică față de masă. Când oscilatorul activ lucrează, dioda conduce și prezintă doar o rezistență, relativ mică.

De obicei, trei oscilatoare sunt suficiente pentru majoritatea cazurilor, totuși, pentru unele receptoare, ar putea fi necesară adăugarea încă a unuia sau două; acest lucru se poate face foarte ușor.

Frecvențele cristalelor pot fi calculate așa cum se arată în exemplele următoare.

Într-un receptor simplu, cu un domeniu de 1600-4400 kHz și o frecvență intermediară de 5200 kHz, oscilatorul local acoperă o plajă cuprinsă între 6800 kHz și 9600 kHz. Dacă frecvența la intrarea numărătorului este de maximum 3 MHz, frecvența etajului de intrare nu trebuie să determine o frecvență de ieșire a mixerului mai mare de 3 MHz. În acest caz, ar fi necesară o frecvență de oscilație de 1600 kHz. Pentru cristal vor rezulta frecvențele:

USB: 1600 + 5198,5 = 6798,5 kHz
LSB: 1600 + 5201,5 = 6801,5 kHz
AM: 1600 + 5200 = 6800 kHz

În practică, aceasta ar însemna trei cristale identice, care sunt trase pe frecvența dorită cu ajutorul unui trimer.

Receptorul SSB menționat la Ref. 1 are domeniile 3500-4000 kHz și 14000-14500 kHz și o frecvență intermediară de 9 MHz. Frecvențele de oscilație are etajului de intrare, de 3 MHz pentru domeniul 1 și 13 MHz pentru domeniul 2, vor determina frecvențe ale cristalelor de:

domeniul 1 USB: 8998,5 – 3000 = 5998,5 kHz
domeniul 1 LSB: 9001,5 – 3000 = 6001,5 kHz
domeniul 2 USB: 13000 – 8998,5 = 4001,5 kHz
domeniul 2 LSB: 13000 – 9001,5 = 3998,5 kHz

Referință bibliografică:

1. Receptor SSB pentru 20 și 80 m. *Elektor Electronics*, noiembrie 1987.

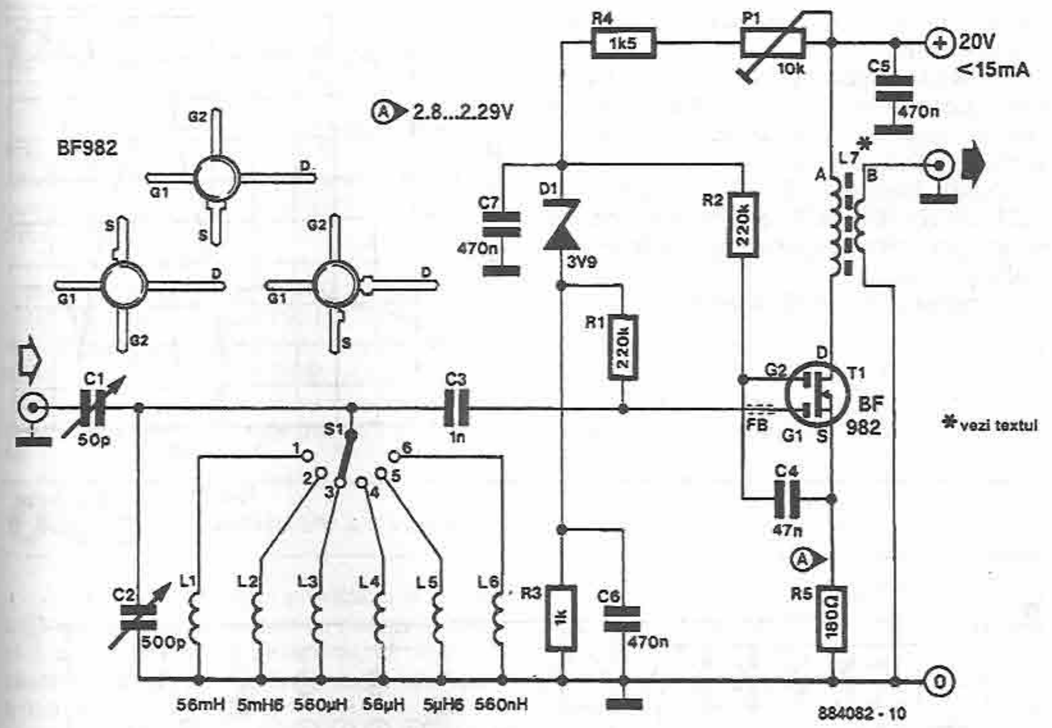
043 *Preselector pentru receptoare SW*

Capacitatea de intrare scăzută a tranzistoarelor MOSFET moderne, cu două porți, face posibilă realizarea reacției inverse negative prin inter-mediul unei rezistențe de sursă nedecuplate. Corect aplicată, această tehnică permite realizarea unui etaj de intrare RF cu un domeniu dinamic relativ mare. Nici unui radioamator ce lucrează pe unde scurte nu este nevoie să i se mai spună că, în zilele noastre, capacitatea de a face față semnalelor de nivel ridicat este o necesitate – pentru a se preveni supraîncărcarea receptorului și intermodelații, cauzate de semnalele foarte puternice.

Spre deosebire de secțiunile de intrare din multe receptoare SW de bună calitate, această schemă nu are nici o dificultate în a „manevra" semnalele RF de intrare de până la 2,5 V_{VV} (deloc obișnuite, în timpul recepției nocturne, și atunci când se utilizează o antenă bună). În acest caz, la ieșire vom avea 3 V_{VV} pe o impedanță de 50 Ω.

Condensatorul de acord C1 determină amplificarea globală, care se datorează, în principal, rezonanței din rețeaua L-C de la intrarea circuitului. Curentul maxim de drenă care poate fi reglat cu P1 este de 12,7 mA, valoare căreia îi corespund 2,29 V pe R5. Curentul minim de drenă este de 10 mA (U_{R5} = 1,8 V).

Cele șase inductanțe de intrare sunt bobinate pe miezuri din ceramică de foarte bună calitate, cu diametre de cel puțin 10 mm. Perla de ferită este plasată chiar pe terminalul porții 1 a lui T1, pentru a preîntâmpina oscilațiile parazite în benzile VHF sau UHF. Bobina de ieșire L7 are 20 de spire (A) și, respectiv, 4 spire (B),



bobinate pe un miez de ferită inelar, de tipul G.2-3/FT16.

Domeniile de frecvență ale selectorului cu intrare activă sunt:

1: 30...100 kHz
2: 100...300 kHz
3: 300...900 kHz
4: 900...2700 kHz
5: 2700...9000 kHz
6: 9000...30000 kHz

044 *Filtru RTTY pentru deplasare de frecvență de 170 Hz*

Cei interesați de recepția traficului de radioamatori vor aprecia filtrul audio programabil descris aici, care poate fi montat la intrarea unui convertor RTTY. El îmbunătățește raportul semnal/zgomot al semnalului, în special pe acela din benzile de unde scurte, foarte aglomerate.

Montajul are la bază filtrul programabil IC3 (vezi fig. 2). Proprietatea specială a acestui integrat este aceea că rezistențele din componența filtrelor RC sunt simulate cu condensatoare. Pentru detalii suplimentare referitoare la această tehnică, destul de puțin cunoscută, se pot consulta și numerele din ianuarie 1981, octombrie 1982 și februarie 1983 ale revistei Elektor Electronics.

Valoarea condensatoarelor, și deci frecvența benzii de trecere a filtrului, este determinată de frecvența de tact de la pinul 8 al lui IC3. Modificarea frecvenței de tact se face prin trecerea unui semnal de 10 MHz prin divizorul programabil IC1. Divizorul poate fi reglat între 1 și 256, cu ajutorul comutatoarelor S1a ÷ S1h.

Monostabilul IC2 convertește impulsurile de la ieșirea divizorului într-un semnal cvasi-simetric, utilizat apoi ca tact pentru IC3 (pinul 8).

Caracteristica filtrului este configurată, de rezistențele de la diferiți pini ai lui IC3, la bandă de trecere îngustă, așa cum este necesar pentru micile deplasări de frecvență RTTY. Curba caracteristică este cea din fig. 1. Întreaga bandă

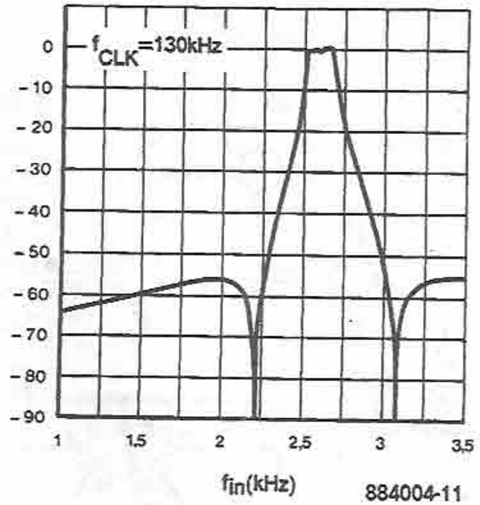
de trecere poate fi deplasată, cu ajutorul comutatoarelor.

În banda îngustă RTTY (70-170 Hz pe impuls), este de ajuns un singur filtru, câtă vreme atât frecvenţele AFSK înalte cât şi cele joase pot fi trecute prin filtru.

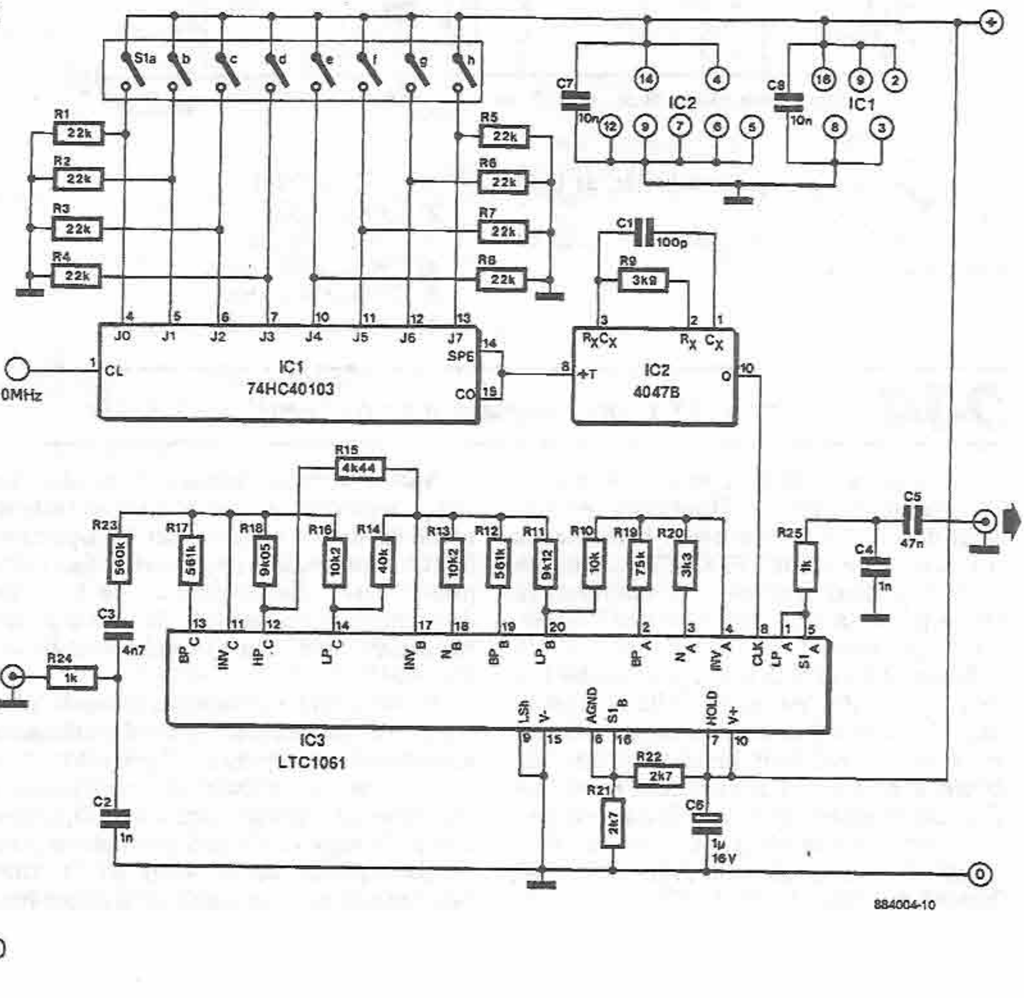
Pentru semnalele RTTY de bandă largă (425-850 Hz pe impuls), este recomandabil să se utilizeze filtre separate pentru frecvenţe înalte şi joase.

Curentul prin montaj nu depăşeşte 20 mA.

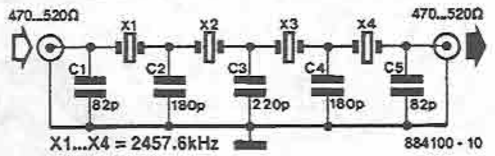
1



2



045 Filtru cu cristal pentru RTTY



Folosind cristale de 2457,6 kHz, care au preț scăzut, pot fi realizate niște filtre trece-bandă excelente. Primele montaje realizate practic au dovedit excelenta reproductibilitate a acestor filtre.

Impedanțele de intrare și ieșire ale filtrului sunt cuprinse între 470 și 520 Ω. Lățimea de bandă la –6 este de dB, 150 Hz, iar la –60 dB are valoarea de 500 Hz. Filtrul este ideal pentru utilizare în CW, RTTY și TOR (AM).

Deoarece pierderile de inserție ale filtrului sunt de numai 3 dB, este posibilă legarea în cascadă a unui număr de astfel de filtre. În acest caz, avem o lățime de bandă la –6 dB de 120 Hz și la –60 dB de 240 Hz. Operarea cu RTTY este atunci avantajoasă cu deplasări de 85 Hz.

046 Vânătoare de vulpi

Această binecunoscută activitate a radioamatorilor nu are nimic în comun cu vânarea propriu-zisă a vreunui animal nevinovat, ci constă în căutarea, de către un număr de „radio-vânători", a unui transmițător ascuns.

„Vulpea" pe care v-o propunem aici este de fapt un mic emițător care emite un cod în banda de 80 m. Este alimentat de la o baterie PP3, de 9 V; în funcționare absoarbe un curent sub 30 mA.

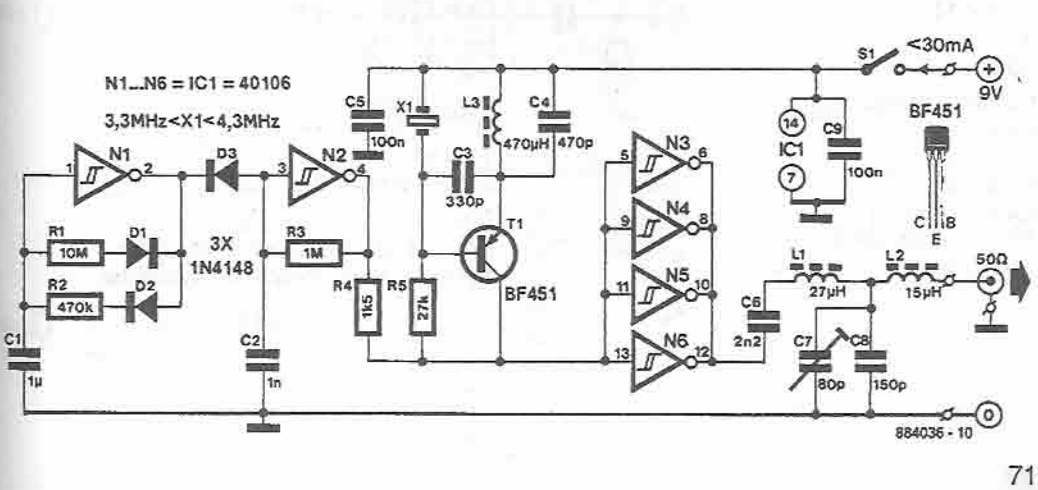
În fig. 1, când ieșirea porții logice N1 este în H și cea a lui N2 este în L, N2 generează un șir de impulsuri cu un raport impuls/pauză de circa 5%. Frecvența de repetiție a impulsurilor este de aproximativ 1 kHz.

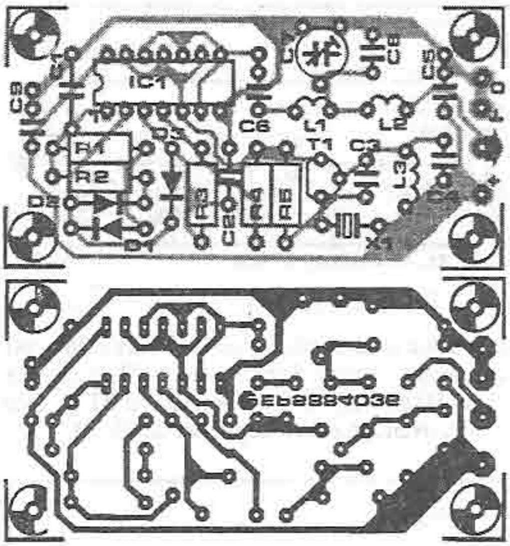
Rafalele de impulsuri sunt utilizate pentru a modula purtătoarea generată de T1, care lucrează pe o frecvență cuprinsă între 3,3 MHz și 4,3 MHz. De remarcat că T1 poate funcționa doar când ieșirea lui N2 este L.

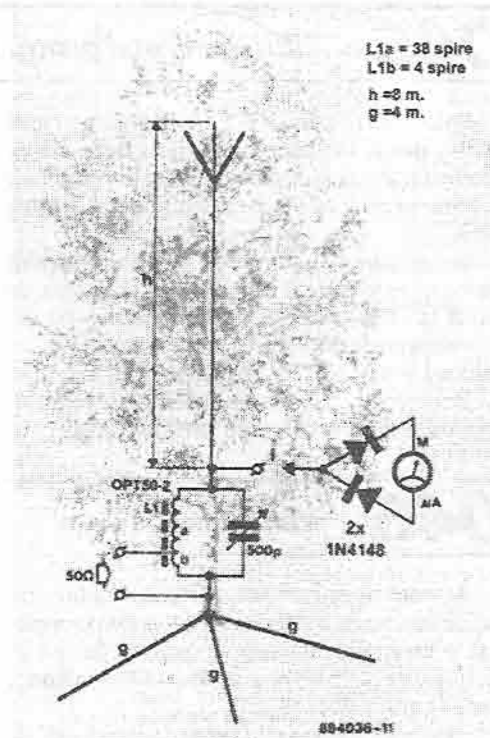
Rafala tonului modulat în amplitudine este amplificat în N3-N6 și apoi livrat unei antene, prin intermediul filtrului L1-L2-C7-C8. Alura răspunsului filtrului este suficient de îngustă pentru a asigura o suprimare adecvată a armonicilor. Puterea transferată antenei este de circa 200 mW.

Pentru a realiza reglajul fin al transmițătorului, mai avem nevoie de un mic circuit auxiliar, constând dintr-un VU-metru miniatural și două diode – vezi fig. 2.

Terminați emițătorul pe o rezistență de 50 Ω, conectați circuitul auxiliar la joncțiunea dintre







L2 și borna de antenă și reglați pe C7 pentru deviație maximă a indicatorului.

Antena de emisie este formată din 8 metri de conductor adecvat, suspendat vertical, de exemplu de un copac – vezi fig. 2. Baza antenei este alcătuită din 3 ramificații de câte 4 metri, din sârmă, întinse pe pământ pentru a forma un plan de legare la pământ adecvat.

Bobina pentru circuitul de acord al antenei constă din 42 de spire (cu derivație la 4 spire) din sârmă de cupru emailată SWG30 (∅ = 0,3 mm) bobinată pe un miez toroidal tip T50-2.

Reglajul fin al antenei se face prin reglarea unui trimer de 500 pF până când se produce devierea maximă a indicatorului aparatului de măsură conectat la antenă, așa cum se vede în fig. 2.

Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1 = 10 MΩ
R2 = 470 kΩ
R3 = 1 MΩ
R4 = 1,5 kΩ
R5 = 27 kΩ

Condensatoare:
C1 = 1 µF
C2 = 1 nF
C3 = 330 pF
C4 = 470 pF
C5, C9 = 100 nF
C6 = 2,2 nF
C7 = 80 pF trimer
C8 = 150 pF

Inductanțe:
L1 = 27 µH
L2 = 15 µH
L3 = 470 µH

Semiconductoare:
D1, D2, D3 = 1N4148
T1 = BF451
IC1 = 40106

Diverse:
X1 = cristal cuarț 3,3-4,3 MHz
S1 = comutator miniatură monopolar

047 *Selector electronic de antenă*

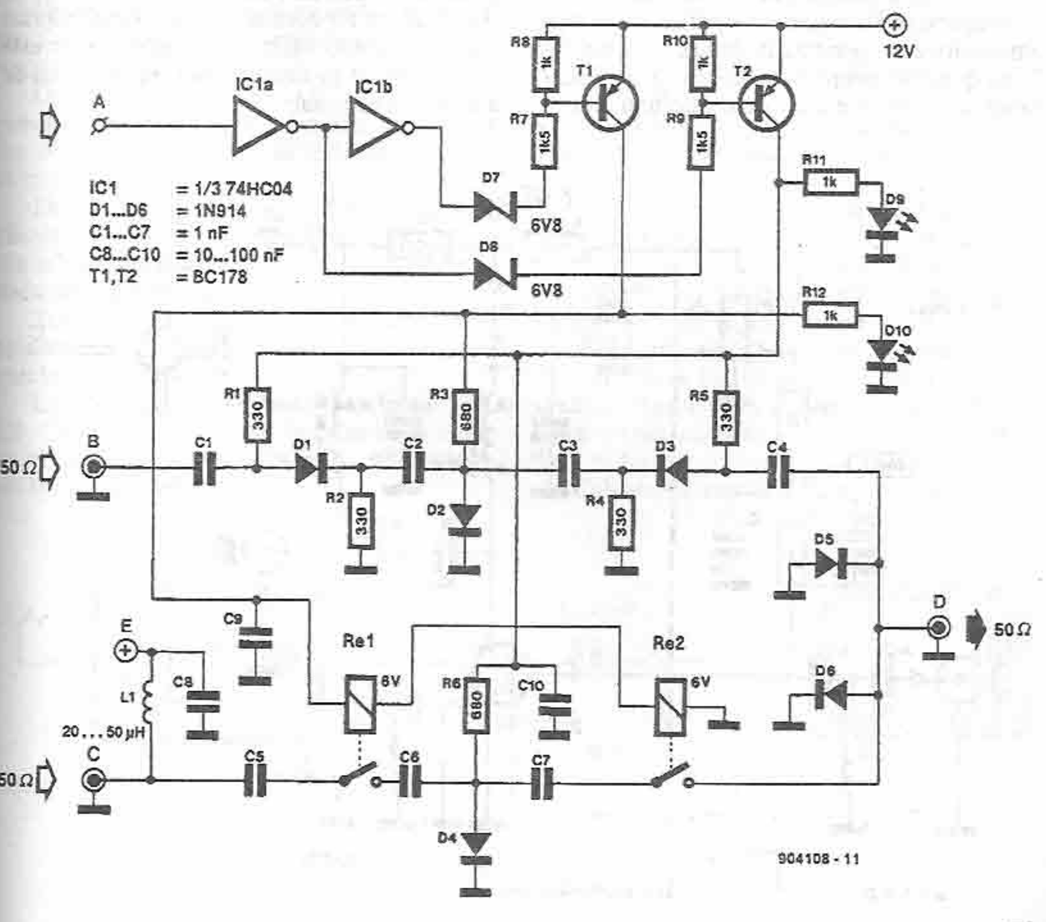
Selectorul electronic de antenă a fost conceput pentru a realiza comutarea între două antene FM prin intermediul unui semnal logic.

Porțile IC1a și IC1b asigură o comutare netă și, în același timp, formează interfața dintre nivelul logic de 5 V (cel mai probabil, de la receptor) și tensiunea de alimentare de 12 V, necesară pentru selector. În funcție de tipul porții logice utilizate, un semnal de control digital (TTL sau CMOS) va fi disponibil, în formă directă și inversată, la ieșirile lui IC1.

Când intrarea A este în starea logică H, ieșirea lui IC1a va fi L iar aceea a lui IC1b va fi H. În acest caz, curentul va circula de la borna pozitivă de alimentare către IC1a, trecând prin T2, R9 și D8; T2 conduce și D9 luminează.

Deoarece prin R1-D1-R2 și R5-D3-R4 circulă curenți continui, diodele D1 și D3 conduc și permit trecerea semnalului VHF de la intrarea A înspre ieșirea D. În același timp, circulă un curent continuu prin R6-D4, deci D4 conduce. În consecință, nici un semnal VHF de la intrarea C nu poate ajunge la ieșire prin capacitățile parazite ale contactelor releului și conductoarelor.

Când intrarea A este în starea logică L, atunci și IC1b este L, curentul circulă de la borna pozitivă a sursei către IC1b, trecând prin T1, R7 și D7; atunci T1 se deschide și D10 luminează. În același timp, cele două relee conectate în serie, Re1 și Re2, sunt puse sub tensiune, contactele lor se închid, iar semnalul VHF de la intrarea C



apare și la ieșirea D. În plus, prin R3-D2 trece un curent continuu, deci D2 conduce. În acest caz, orice semnal de la intrarea B este scurt-circuitat la masă prin D2.

Toate rezistențele trebuie să fie cu peliculă de carbon, deoarece acestea au o inductanță serie parazită mai mare decât cele cu peliculă metalică, astfel încât atenuarea semnalului VHF produsă de ele să fie redusă la minimum.

Pierderile de atenuare datorate joncțiunilor diodelor (5-10 dB) sunt ceva mai mari decât cele determinate de relee. În acest sens, este recomandabil să se conecteze antena care furnizează semnalul cel mai slab (teoretic, cea individuală) la intrarea C.

Dacă antena individuală este echipată cu un amplificator de antenă, acesta poate fi alimentat prin borna E.

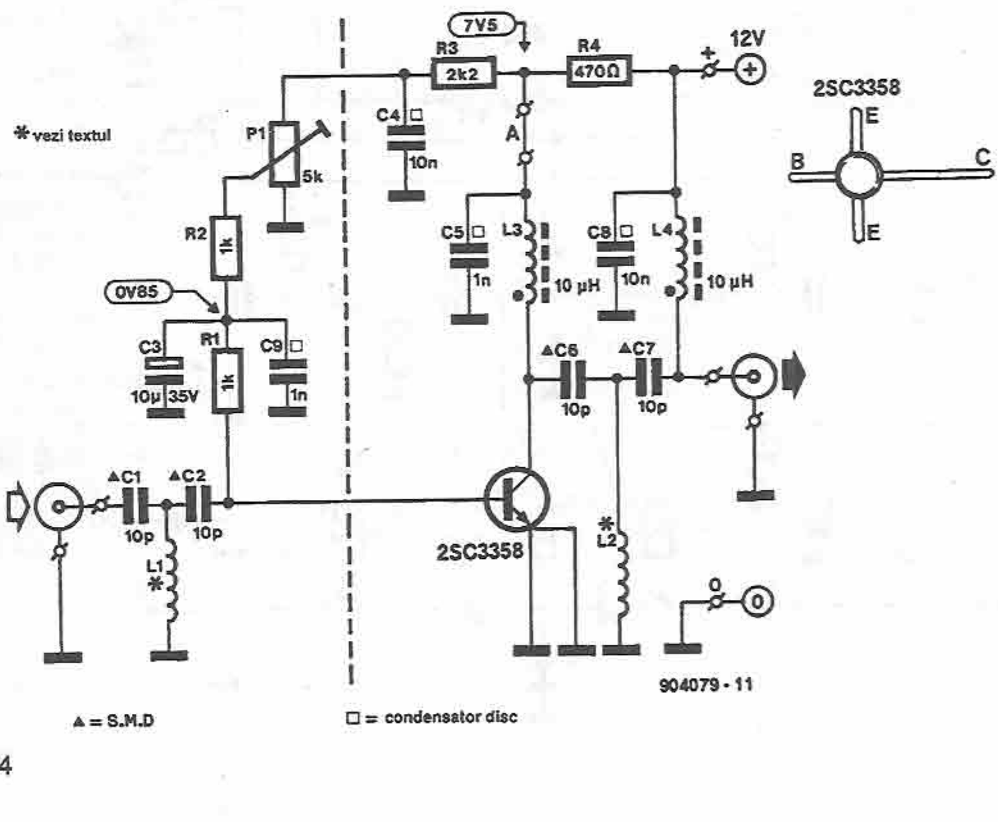
A = intrare de control
„1" = antenă în sistem colectiv
„0" = antenă individuală
B = intrare (cablu) antenă colectivă
C = intrare antenă individuală
D = ieșire către receptor
E = ieșire de alimentare către amplificatorul de antenă

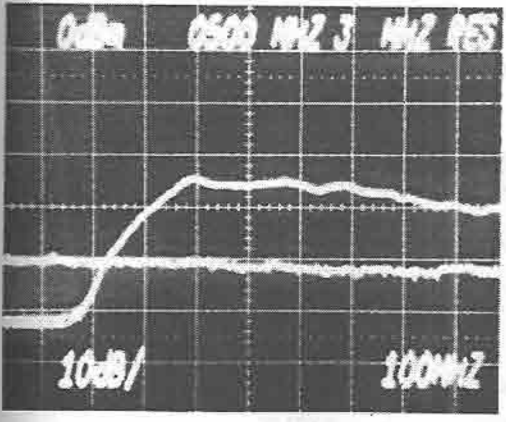
Diodele D5 și D6 protejează circuitul contra vârfurilor de înaltă tensiune ce apar în timpul comutării pornit/oprit.

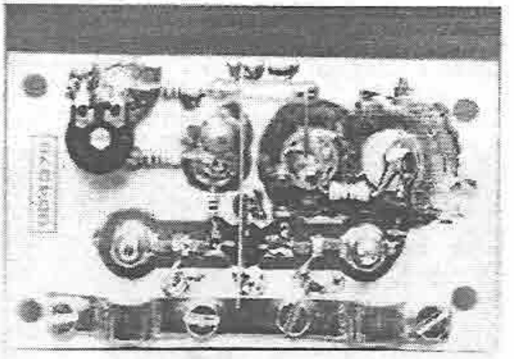
Prin selector circulă un curent de aproximativ 65 mA.

048 *Amplificator de bandă largă UHF*

Ideea de a realiza practic un amplificator UHF sperie pe cei mai mulți oameni, cu excepția amatorilor cu experiență în domeniul radio/TV. Este, deci, de așteptat ca aceștia să aprecieze montajul prezentat aici, care este unul cât se poate de simplu. El realizează o amplificare de 10-15 dB pe un domeniu de frecvență cuprins între 400 și 850 MHz, motiv pentru care este foarte adecvat în situațiile în care semnalul de televiziune este slab.







În plus, filtrele pot fi adaptate la necesitățile individuale ale utilizatorului.

Dacă se utilizează un cablaj imprimat, ca acela prezentat în figură, realizarea practică va fi mult mai simplificată.

Pentru a se obține performanțe optime și o bună fiabilitate, traseele trebuie cositorite sau argintate.

Orificiul din partea centrală a plăcii a fost prevăzut pentru montarea tranzistorului. Acesta are doi pini de emitor, ambii trebuind conectați la masă.

După cum se vede și din figuri, placa de circuit imprimat este împărțită în două de o bandă din tablă cositorită care trebuie să aibă un mic decupaj pentru tranzistor.

Terminalele de intrare și ieșire sunt constituite din mici papuci de cablu prevăzuți cu șuruburi și piulițe M3.

La fiecare dintre condensatoarele disc C4, C5, C8 și C9, câte una din fețe este lipită direct pe placă astfel că pentru lipirea lor este necesar un letcon de putere relativ mare.

Tuturor celorlalte componente li se vor tăia terminalele cât mai scurt posibil. Condensatoarele de la intrare, C1, C2, respectiv de la ieșire, C6, C7, sunt de tip SMD cu (montaj pe suprafață). C1-C2-L1 formează un filtru de intrare iar C6-C7-L2, un filtru de ieșire. Valoarea condensatoarelor trebuie să fie micșorată până la 3,9 pF pentru a obține domeniul corect de frecvență.

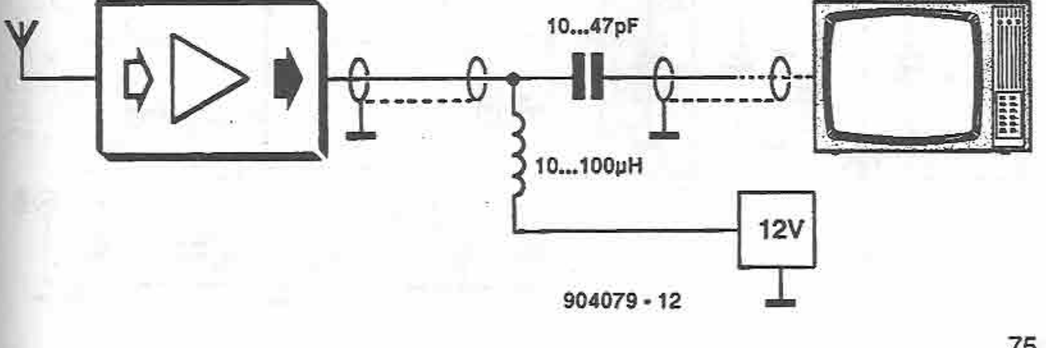
Caracteristica globală de frecvență este cea din fotografie.

Amplificatorul poate fi montat într-o cutie etanșă și apoi amplasat lângă antenă, în vârful catargului (dacă există).

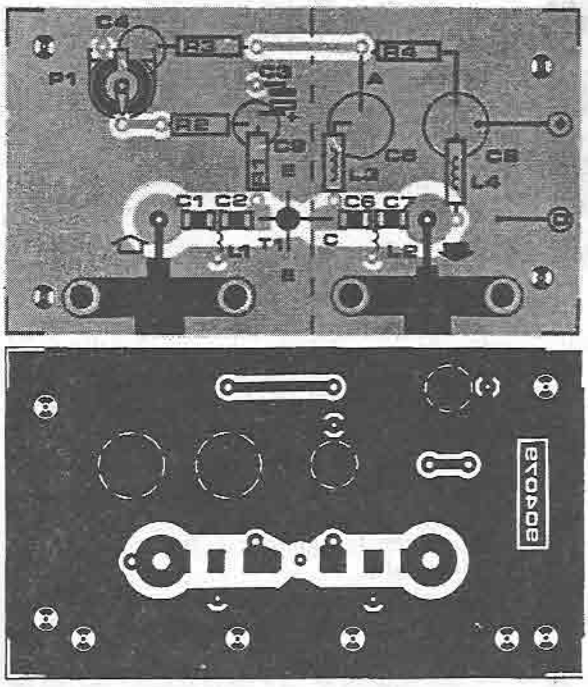
Alimentarea se face de la o sursă simplă de 12 V stabilizată: un adaptor de rețea construit cu 78L12 ar fi foarte potrivit. Acesta va fi amplasat în casă, firește. Amplificatorul poate fi conectat la sursă prin intermediul cablului coaxial al antenei, fapt ce necesită inserarea unei bobine (șoc) de 10-100 µH pe linia de alimentare.

Televizorul va fi conectat la amplificator printr-un mic condensator de cuplaj, așa cum se vede în figură.

Calibrarea amplificatorului este simplă:



aduceți cursorul lui P1 la mijlocul cursei sale și apoi reglați-l până la obținerea celei mai bune calități a imaginii. În practică, veți obține un curent de colector al tranzistorului de 5-15 mA. Acest lucru se poate verifica înlocuind temporar conexiunea A cu un miliampermetru.



Listă de componente

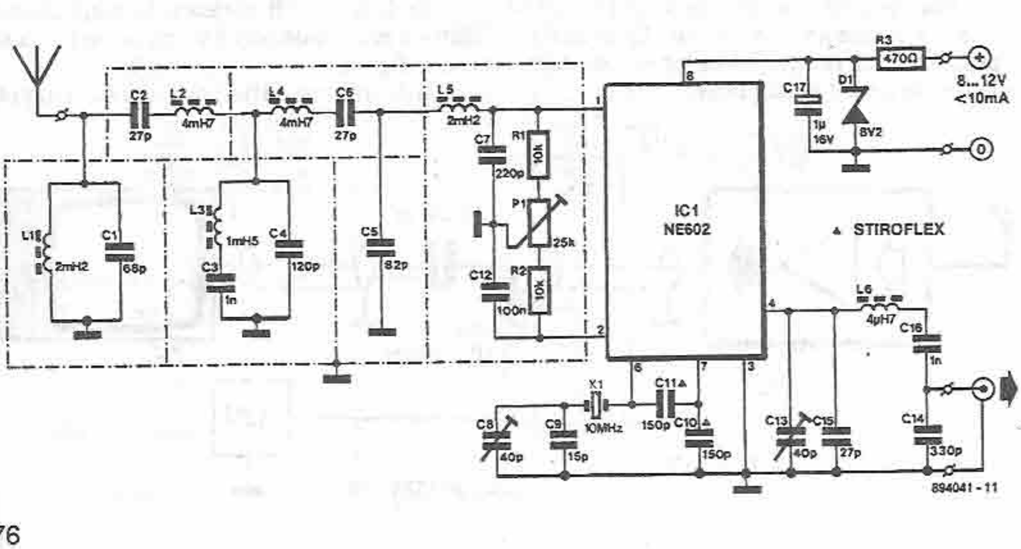
Rezistențe:
R1, R2 = 1 kΩ
R3 = 2,2 kΩ
R4 = 470 Ω
P1 = 5 kΩ semiregl.

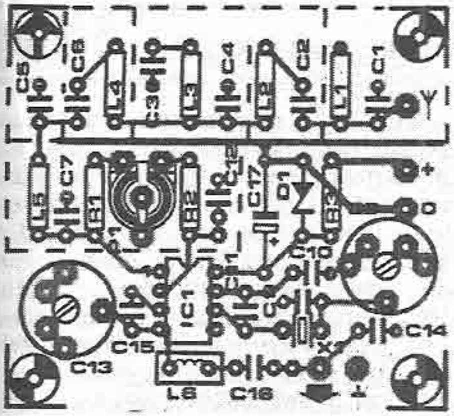
Condensatoare:
C1, C2, C6, C7 = 10 pF, cu montaj pe suprafață (SMD)
C3 = 10 µF / 35 V
C4, C8 = 10 nF, tip disc
C5, C9 = 1 nF tip disc

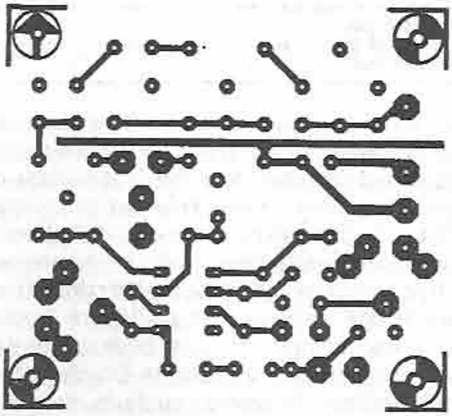
Inductanțe:
L1, L2 = bobinate în aer, 2 sp. cu diametru de 3 mm, sârmă CuEm
L3, L4 = șoc de 10 µH sau 10 sp. CuEm Ø 0,2 mm bobinate pe o perlă de ferită

Semiconductoare:
T1 = 2SC3358

049 *Convertor pentru radiobaliză*







Banda pentru radiobalize este cuprinsă între 280 kHz și 516 kHz. Fiecare radiobaliză are propria sa caracteristică de semnal de apel în cod Morse modulat în amplitudine și care este transmis pe o frecvență proprie. Pentru a putea recepționa radiobalizele îndepărtate, semnalul de antenă trece printr-un filtru trece-bandă care elimină complet semnalele de unde lungi și medii. De asemenea, filtrul convertește impedanța antenei, Z_{in}, de la circa 1 kΩ, la impedanța de intrare a mixerului IC_1 care este cam de 1 kΩ. Mixerul adună sau scade frecvența semnalului recepționat la cea a oscilatorului local, astfel încât semnalul de radiobaliză poate fi recepționat cu un receptor de unde scurte obișnuit. Domeniul de frecvențe rezultat va fi cuprins între 9,72 și 9,484 MHz sau 10,280 și 10,516 MHz.

În montajul propriu-zis al convertorului, unele componente trebuie prevăzute cu ecran metalic, așa cum se arată, cu linie întreruptă, în figură.

Circuitul va fi reglat cu ajutorul unui receptor SSB la care se va conecta ieșirea convertorului. Acordați receptorul pe 10 MHz și reglați frecvența oscilatorului convertorului, cu ajutorul lui C8, pentru bătaie zero. După aceea, dezacordați ușor receptorul până când se va auzi un fluierat plăcut, căruia i se va da un volum minim, prin intermediul lui P1. În final, acordați pe un emițător de radiobalizaj în jurul a 300 kHz și reglați C13 astfel încât să se obțină sunetul maxim la ieșire.

Listă de componente

Rezistențe:
R1, R2 = 10 kΩ
R3 = 470 Ω
P1 = 25 kΩ pot. semiregl.

Condensatoare:
C1 = 68 pF
C2, C6, C15 = 27 pF
C3, C16 = 1 nF
C4 = 120 pF
C5 = 82 pF
C7 = 220 pF
C8, C13 = 40 pF trimer
C9 = 15 pF
C10, C11 = 150 pF stiroflex
C12 = 100 nF
C14 = 330 pF
C17 = 1 μF / 16 V

Inductanțe:
L1, L5 = 2,2 mH
L2, L4, L6 = 4,7 mH
L3 = 1,5 mH

Semiconductoare:
D1 = diodă zener 8,2 V
IC1 = NE602

Diverse:
X1 = cristal 10 MHz, rezonanță paralelă 30 pF

050 Eșantionarea rapidă a semnalului modulator

În cazul semnalelor modulate în amplitudine, monitorizarea constantă este necesară pentru a confirma că frecvența maximă de modulație nu depășește jumătate din valoarea frecvenței purtătoare. Circuitul prezentat aici, ce realizează o eșantionare rapidă a semnalului modulator, este de fapt un demodulator MA perfecționat care poate fi utilizat în cazul modulațiilor în care binecunoscutele detectoare cu diode, cu filtre de joasă frecvență, nu pot fi folosite. Erorile de fază care se întâlnesc la detecția cu diode nu apar la acest montaj.

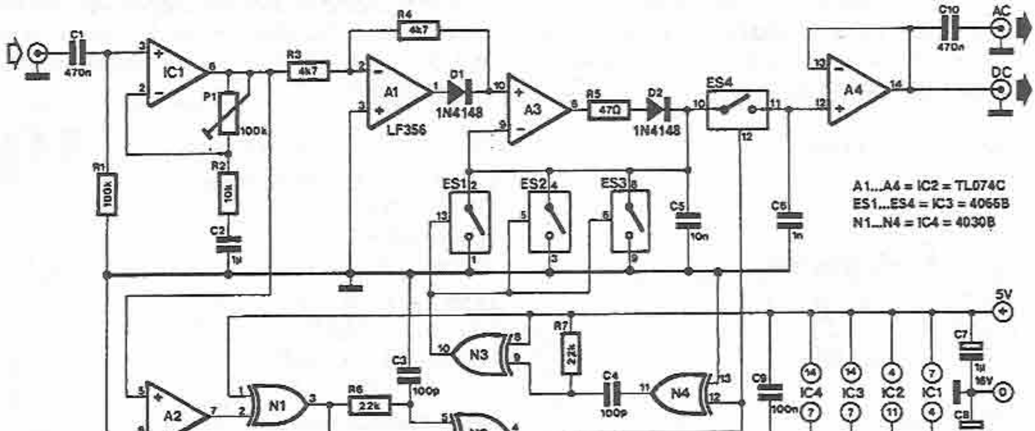
Amplificatorul IC1 este un buffer cu amplificare variabilă în c.a. (1-11). Amplificatoarele operaționale A1 și A3 formează un redresor activ semialternanță, care îl încarcă pe C5 până la nivelul maxim al semnalului, într-o semiperioadă.

În momentul trecerii prin zero, detectat de A2, rețeaua aferentă lui N2 generează un impuls scurt. Acesta face ca potențialul de pe C5 să fie aplicat lui C6, prin comutatorul electronic ES4. După ce ES4 s-a deschis, deci sarcina este stocată în siguranță pe C6, condensatorul C5 se descarcă prin comutatoarele conectate în paralel ES1-ES3 (care sunt activate prin intermediul rețelei aferente lui N3). În principiu, circuitul este independent de frecvență din moment ce semnalul de tact este derivat din purtătoare. Acesta este motivul pentru care circuitul de eșantionare poate fi utilizat în aplicații atât de diverse precum transmisia facsimil prin satelit, radiorecepția și procesoarele de voce.

Montajul poate fi utilizat și pentru îmbunătățirea funcționării buclelor RAA, deoarece veșnicele probleme privind amorsarea și dezamorsarea, asociate detecției cu diode și sistemelor de filtre de JF, nu apar deloc la acest tip de demodulator.

Pentru că în unele aplicații este necesară o tensiune continuă, de exemplu în bucla RAA, montajul pe care vi-l propunem are atât bornă de c.c. cât și bornă de c.a.

Circuitul de eșantionare a fost proiectat pentru a lucra la ±5 V și consumă aproximativ 20 mA.



051 *Filtru pentru bandă vocală*

Acest filtru, care are în componență doar patru amplificatoare operaționale, are o caracteristică de tăiere abruptă: –3 dB la 300 Hz și 2800 Hz, și –40 dB la 100 Hz și 4000 Hz. Deoarece atenuarea în afara benzii de trecere este de cel puțin 50 dB, filtrul este ideal pentru utilizarea, să zicem, în receptoarele cu conversie directă sau ca rețea de netezire.

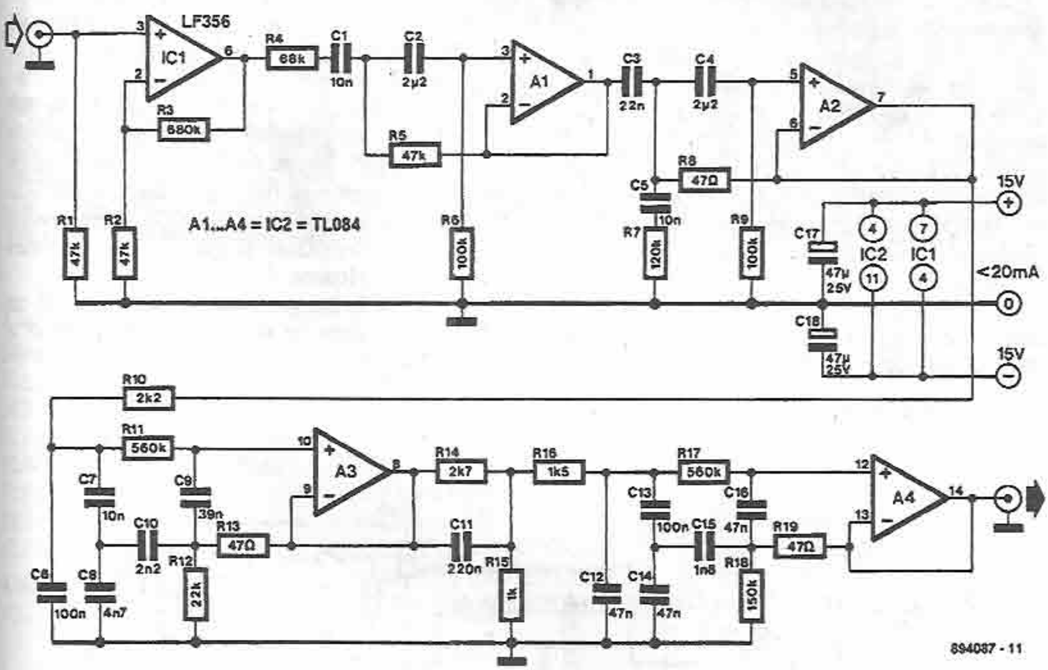
În principiu, circuitul este un filtru LC ale cărui inductanțe sunt simulate de amplificatoarele operaționale (pentru mai multe detalii despre acest tip de filtru, vezi Ref. 1 și Ref. 2). De remarcat că tipul de amplificator opera-țional influențează caracteristicile filtrului: cele menționate la început au fost obținute pentru un montaj realizat cu TL084.

Amplificatorul IC1 servește numai la compensarea pierderilor în filtru.

REFERINȚĂ BIBLIOGRAFICĂ:

Ref. 1 „Filtre: teorie și practică - 3", *Elektor Electronics*, octombrie 1987, p. 28.

Ref. 2 „Convertorul de impedanță pozitivă", *Elektor Electronics*, octombrie 1987, p. 54.



052 *Stabilizator VFO până la 100 MHz*

Stabilizatorul prezentat aici permite efectuarea acordul precis al oscilatoarelor de ÎF dacă acestea au intrare de control. În mod normal, această intrare este utilizată pentru modificarea capacității unui varactor.

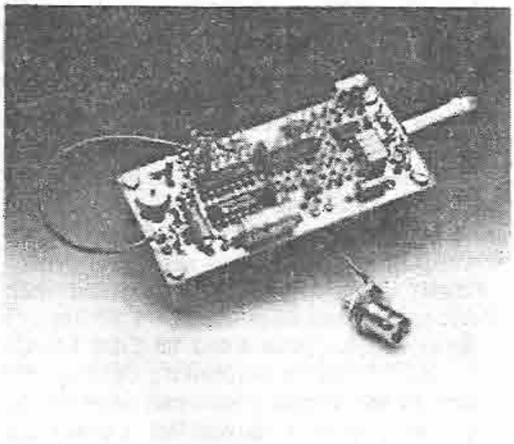
Semnalul de intrare este amplificat de un amplificator operațional rapid, IC1. Acest AO dă la ieșire un semnal dreptunghiular care este aplicat la intrarea D a bistabilului FF1. Impulsurile de tact ale bistabilului sunt furnizate de generatorul IC3. Cele două ieșiri ale bistabilului sunt rezultatul tactului și al semnalului de intrare. Frecvența acestui semnal compus este cuprinsă între 0 Hz și jumătate din

valoarea frecvenței de tact. Pentru a obține cea mai bună caracteristică de control posibilă, semnalul de la ieșirea bistabilului este comparat cu un semnal de referință, care are frecvența egală cu un sfert din valoarea celei de tact. În acest scop, un al doilea bistabil, FF2, este conectat ca numărător binar; la intrarea sa se aplică un semnal a cărui frecvență este jumătate din frecvența de tact aplicată lui FF1.

Rețeaua de diferențiere de la ieșirea lui FF1 folosește doar impulsurile negative de la ieșirea semnalului, pe când cea de la ieșirea lui FF2 – doar pe cele pozitive. Toate aceste impulsuri sunt combinate într-un integrator, din care rezultă o tensiune stabilă. Când sunt utilizate atât Q cât și $\overline{Q}$, ondulația se înjumătățește. Dacă frecvența semnalului de intrare nu este stabilă, atunci amplitudinea semnalului integrat variază. Aceste variații sunt utilizate pentru a controla oscilatorul în așa fel încât deviațiile să fie negate.

Generatorul de tact este realizat cu un integrat 4060 și cu un cristal ieftin, pentru ceasuri. Cristalul, evident, poate fi înlocuit cu unul de alt tip, dacă acesta din urmă are stabilitatea necesară. Frecvența de tact și rețeaua necesară se stabilesc cu ajutorul unor jumpere. Frecvența pe șirul B trebuie să fie întotdeauna jumătate din cea de pe șirul A.

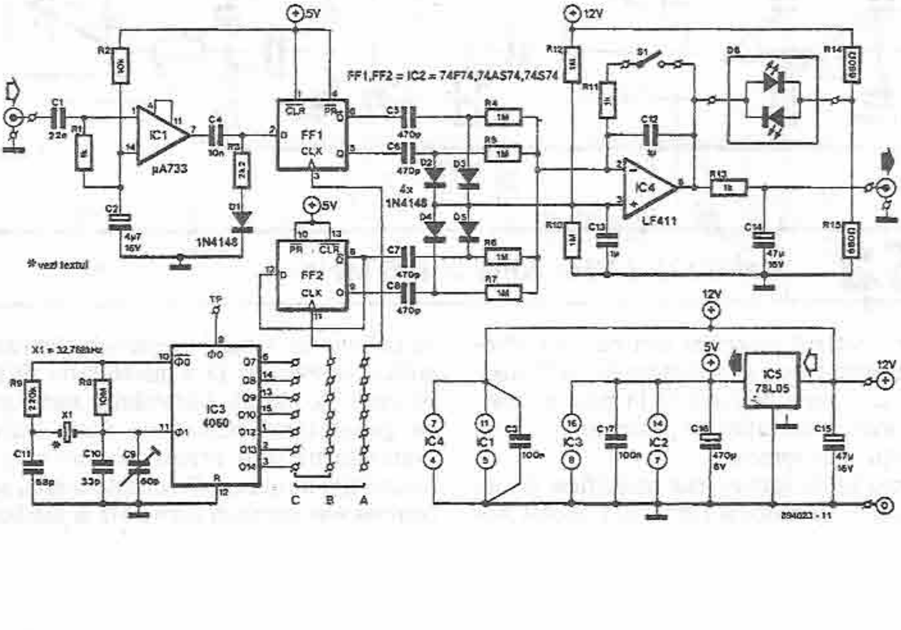
Dacă se folosește cablajul prezentat în figură, realizarea practică a montajului și, mai ales, reglajul nu vor pune nici o problemă. Cu C9,

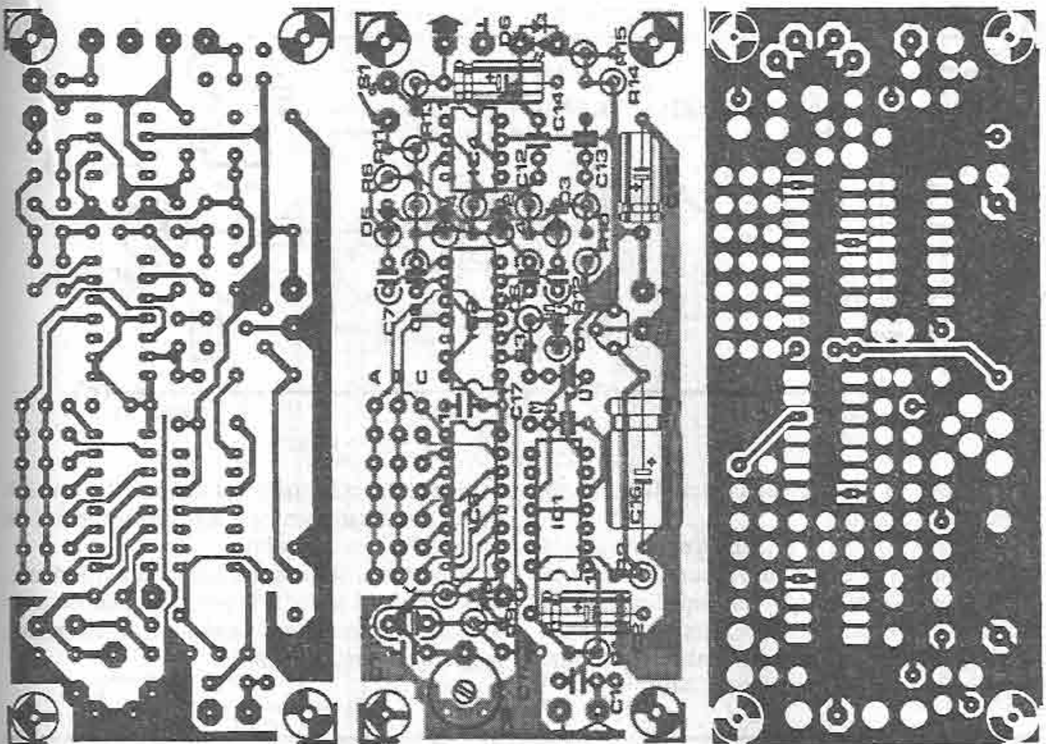


oscilatorul este reglat exact în mijlocul domeniului său de frecvență: acest lucru poate fi verificat în punctul de test T_p, la care găsim frecvența de tact trecută printr-un buffer.

Montajul este alimentat la o tensiune de 12 V, care este apoi coborâtă la 5 V și stabilizată de regulatorul IC5. Indicatorul D6 nu semnalizează nimic, atâta vreme cât frecvența oscilatorului este stabilă. Dacă aceasta variază, LED-ul luminează: culoarea și intensitatea sa indică sensul acestei variații și amploarea ei.

Operația de integrare poate fi dezactivată cu S1, lucru ce permite stabilizarea mai rapidă a montajului.





Listă de componente

Rezistențe:
R1, R11, R13 = 1 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 2,2 kΩ
R4-R7, R10, R12 = 1 MΩ
R8 = 10 MΩ
R9 = 220 kΩ
R14, R15 = 680 RΩ

Condensatoare:
C1 = 22 nF (ceramic)
C2 = 4,7 μF; 16 V
C3 = 100 nF (ceramic)
C4 = 10 nF (ceramic)
C5-C8 = 470 pF (poliester)
C9 = 60 pF trimer
C10 = 33 pF
C11 = 68 pF
C12, C13 = 1 μF (MKT)
C14, C15 = 47 μF; 16 V
C17 = 100 nF (MKT)

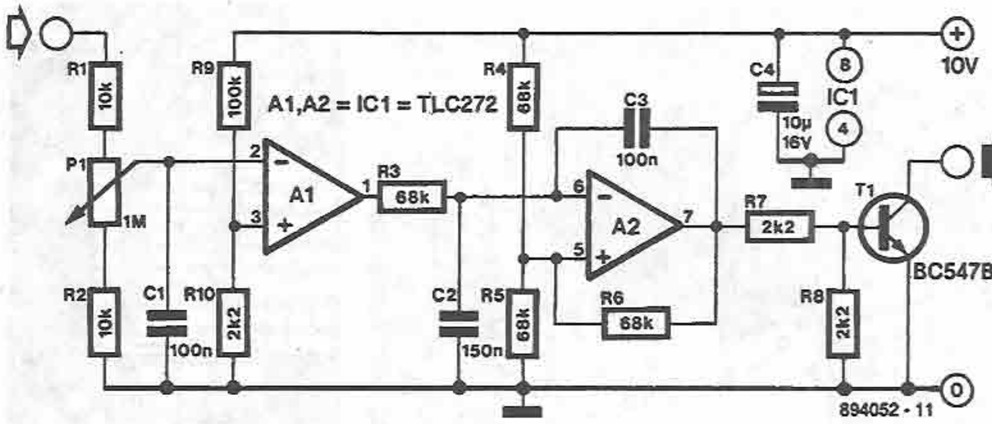
Semiconductoare:
D1-D5 = 1N4148
D6 = LED (două culori)
IC1 = μA733
IC2 = 74F74 sau 74S74 sau 74AS74
IC3 = 4060
IC4 = LF411
IC5 = 78L05

Diverse:
S1 = comutator unipolar

053 *Squelch universal*

Acest circuit squelch este simplu, universal utilizabil, și are o amplificare suficient de mare pentru a putea fi încorporat într-un montaj de control automat al amplificării dintr-o largă gamă de radioreceptoare.

Semnalul de intrare derivat din circuitul RAA dintr-un receptor este atenuat de rețeaua R1-R2-P1. Semnalul de pe cursorul lui P1 este preluat de intrarea inversoare a amplificatorului operațional A1, conectat ca și comparator. La intrarea neinversoare este aplicată o tensiune de referință de 200 mV, prin divizorul de tensiune R9-R10. Semnalul de la ieșirea lui A1 este aplicat unui circuit trigger Schmitt, A2, prin rețeaua trece-jos R2-C2. Acest filtru este necesar pentru ca semnalele slabe de zgomot, precum și alte



interferențe, să nu afecteze corecta funcționare a circuitului squelch.

Condensatorul C3 înlătură zona abruptă a semnalului de la ieșirea lui A2, ceea ce face ca efectul controlului automat al amplificării să fie mult mai plăcut auzului. Apoi, semnalul de ieșire al lui A2 este aplicat în baza tranzistorului final T1, prin divizorul de tensiune R7-R8.

Ieșirea cu colector în gol a circuitului squelch poate fi utilizată pentru a suprima semnalul de ieșire AF al receptorului.

Consumul de curent al montajului fiind mic, sub 10 mA, el poate fi foarte ușor încorporat în aproape orice receptor a cărui sursă de alimentare acoperă și acest consum.

054 *Emițător pe 2 m*

Emițătorul a fost gândit în principal pentru a fi utilizat de radioamatori ca radiobaliză și, în acest scop, el produce un semnal de bună calitate și fără armonici nedorite. Tranzistorul T1, în asociere cu cristalul X1, lucrează ca oscilator pe 36 MHz. Filtrul L1-C3 înlătură orice tendință a circuitului de a oscila pe 12 MHz (frecvența fundamentală a cristalului).

Circuitul L2-C4 este acordat pe armonica a patra a semnalului oscilator (144 MHz). Acest semnal ajunge la antenă după ce trece printr-un buffer constând din T2, un FET cu două porți. Semnalul modulator (în amplitudine) este aplicat la cea de-a doua poartă a bufferului. Se menține o putere redusă la ieșirea emițătorului, și anume circa 10-40 mW.

Semnalul modulator este generat de N1, un oscilator care, prin tranzistorul T3, comută emițătorul în stare de funcționare sau repaus. Frecvența de comutare este cuprinsă între 0,1 Hz și 0,5 Hz.

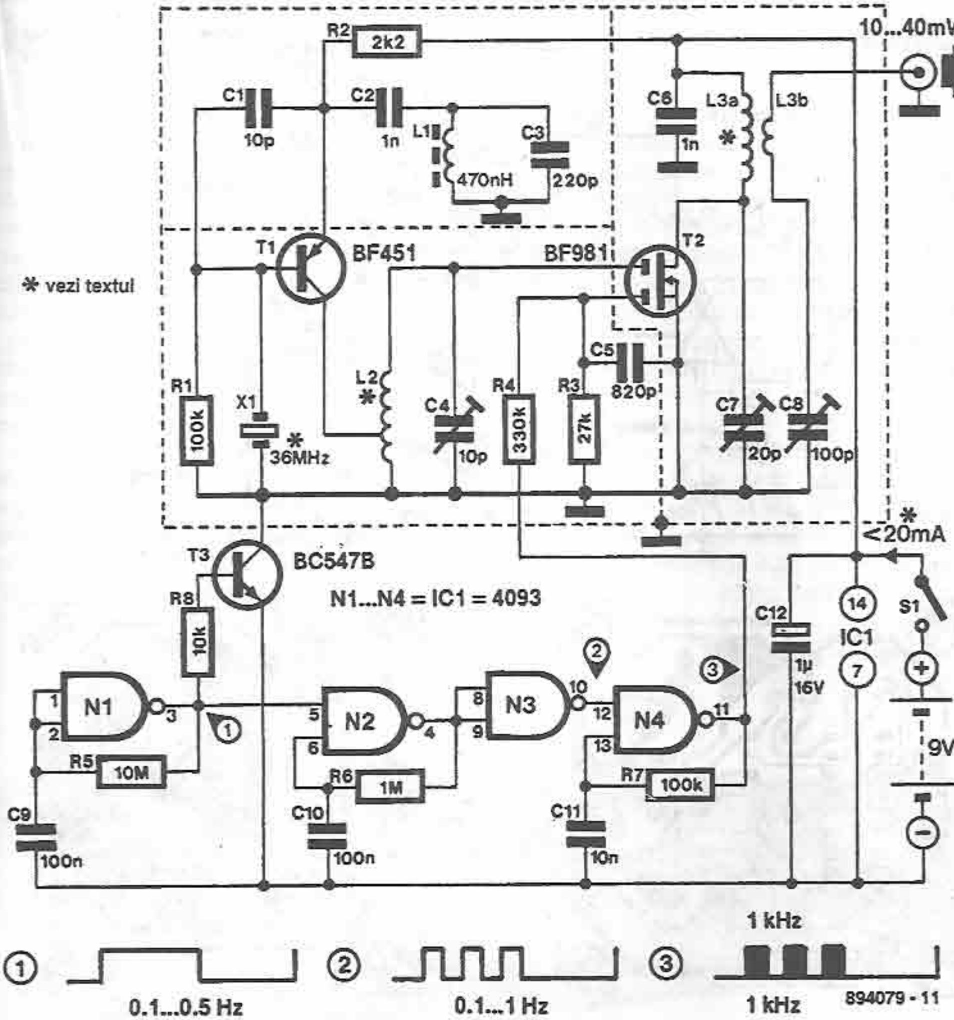
Când ieșirea lui N1 este în starea L, T3 este blocat, iar emițătorul este inactiv deoarece alimentarea este întreruptă. Când ieșirea lui N1 este H, T3 este deschis iar emițătorul lucrează normal.

Semnalul digital de la poarta lui T2 configurează semnalul modulator. Poarta N2 generează un semnal dreptunghiular cu o frecvență de 0,1-1 Hz. Atât timp cât ieșirea lui N3 este N, N4 oscilează pe o frecvență de circa 1 kHz. Ca urmare, la poarta respectivă a lui T2 există un semnal periodic de burst, cu frecvența de 1 kHz, și acest semnal este utilizat pentru modularea emițătorului.

Structura semnalului digital de la poarta respectivă a lui T2 poate fi modificat în funcție de necesitățile fiecărei aplicații în parte, prin schimbarea valorilor rezistențelor de reacție din lanțul digital.

Prin reglarea condensatoarelor trimer C4, C7 și C8, emițătorul va fi calibrat pentru putere maximă la ieșire.

Bobinele L2 și L3 sunt realizate din conductor de cupru emailat cu ∅ = 0,8 mm: L2 = 5 spire, cu priză la prima spiră dinspre masă; L3a = 3 spire



şi L3b = 2 spire. Cuplajul dintre L3a şi L3b trebuie reglat până când se obţine puterea maximă la ieşire.

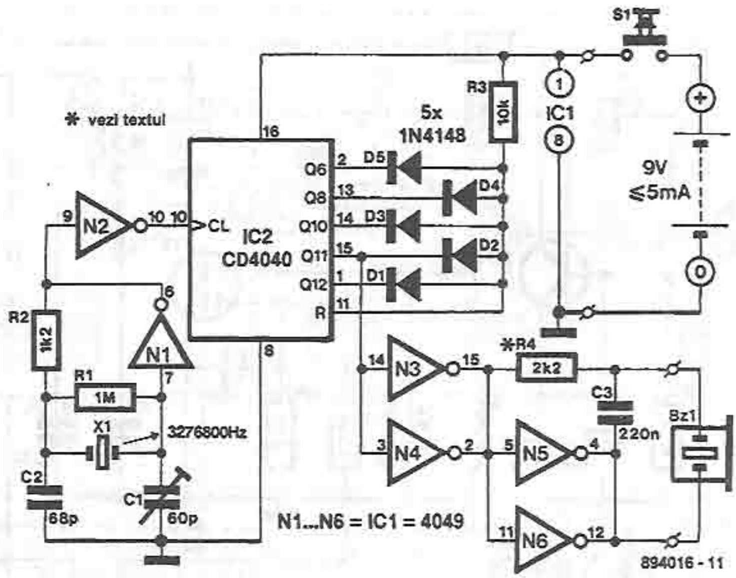
Montajul consumă un curent de numai 20 mA, ceea ce permite ca emiţătorul să funcţioneze alimentat cu o baterie PP3, de 9 V, mai multe ore.

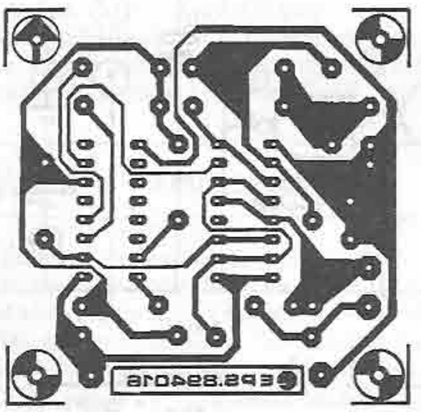
055 *Generator de ton de apel*

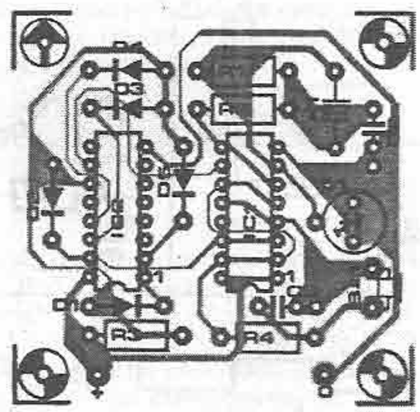
Staţiile de releu în VHF ale radioamatorilor sunt acţionate, în mod normal, cu un ton de apel de 1750 Hz. Acest lucru pune unele probleme, atunci când echipamentul respectiv de recepţie nu are generator intern de ton de apel, sau are unul a cărui frecvenţă nu este destul de precisă, sau a cărui durată a tonului nu este suficient de lungă încât să poată pune în funcţiune în mod cert respectivul releu.

Aceste probleme pot fi depăşite prin utilizarea generatorului autonom descris aici. Simpla lui amplasare în faţa microfonului face ca apelarea staţiei de releu să devină absolut sigură.

Generatorul constă dintr-un oscilator cu







cuarț, un divizor frecvență și un amplificator tampon, toate incluse în doar două circuite integrate CMOS. Montajul este alimentat de la o baterie PP3, de 9 V, și consumă un curent de 5 mA.

Porțile logice N1 și N2 formează un oscilator controlat de cristalul de 3,27680 MHz și care furnizează impulsuri de tact lui IC2, care este conectat ca divizor programabil. Diodele D1-D5 determină un factor de divizare egal cu 1872. Astfel, ieșirea Q11 a numărătorului livrează semnalul de 1750 Hz dorit, care este trecut prin buffere de N3-N6, înainte de a fi aplicat buzerului piezoelectric. Condensatorul C3 suprimă orice armonici, iar R4 determină volumul semnalului de ieșire.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 1 MΩ
R2 = 1,2 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 2,2 kΩ

Condensatoare:
C1 = 60 pF trimer
C2 = 68 pF
C3 = 220 nF

Semiconductoare:
D1-D5 = 1N4148
IC1 = 4049
IC2 = 4040

Diverse:
X1 = 3276,8 kHz (30 pF)
Bz1 = buzer piezoelectric

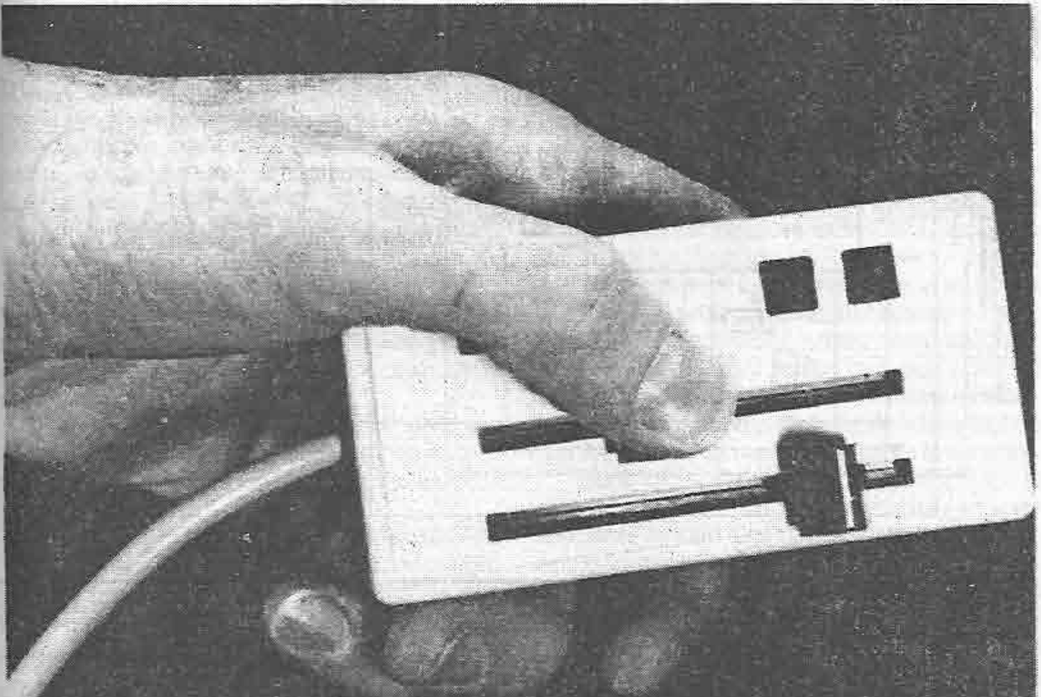
056 *Variator de iluminare cu acționare normală pentru diaproiector*

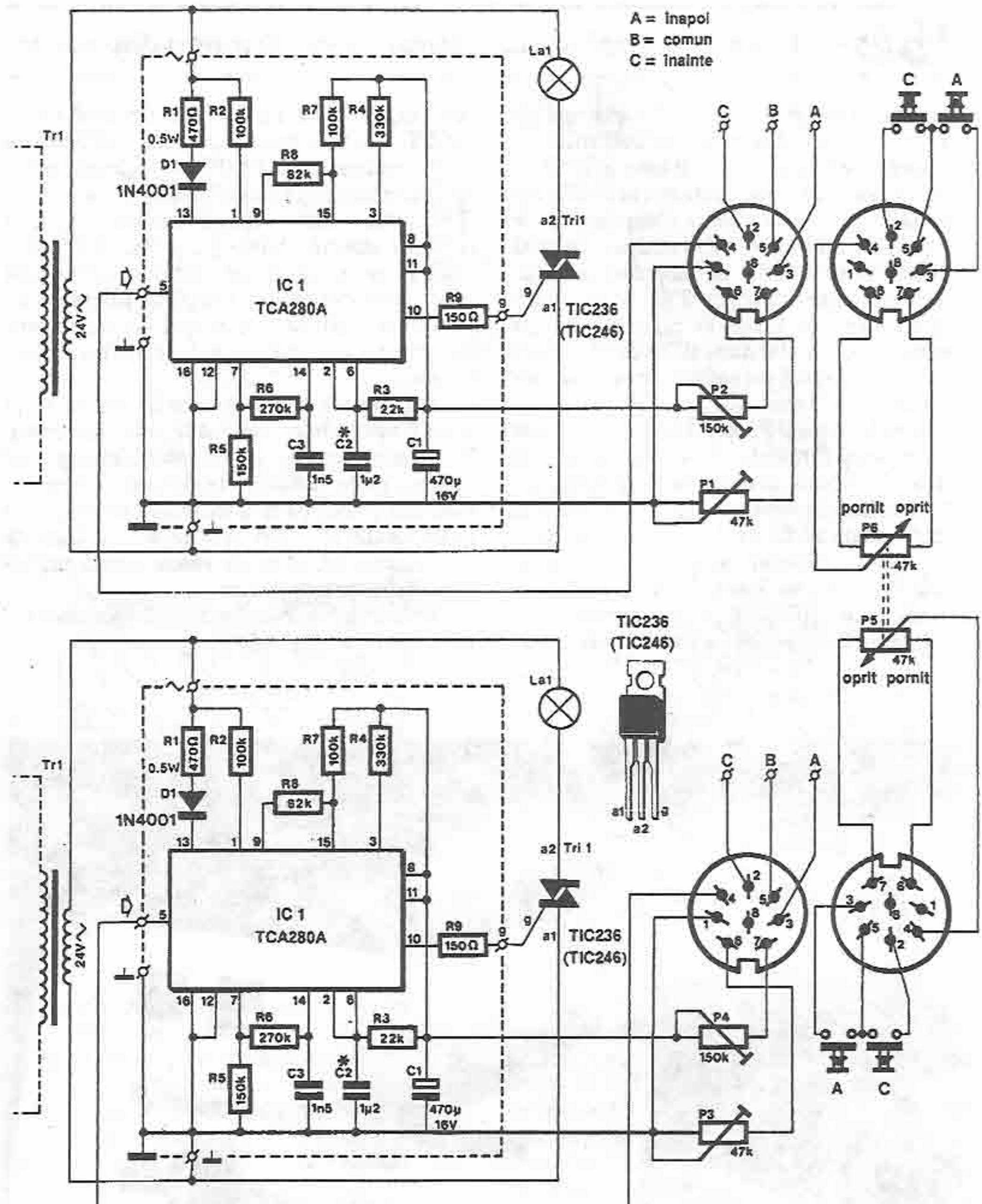
Cititorii care și-au construit variatorul de iluminare pentru diaproiector controlat de computer, publicat cu mai mult timp în urmă [1], îl pot adăuga și pe acesta, acționat manual, care necesită în plus doar câteva componente. Se presupune că, proiectorul a fost echipat cu o nouă priză standardizată DIN de racordare la șasiu. Dacă se folosește o mufă cu 7 sau 8 căi, rămân cel puțin doi pini liberi, ce pot fi folosiți la conectarea variatorului manual. Trebuie subliniat că mufele cu 7 sau 8 căi permit conectarea unor fișe normale cu 5 pini.

Potențiometrele P5 și P6 sunt conectate la pinii nefolosiți ai mufelor DIN, așa cum se vede în schemă. Aceste potențiometre controlează strălucirea lămpilor proiectoarelor. Tensiunea de control trebuie să fie de 2,5 ÷ 5 V, și poate fi preluată de pe cablajul variatorului de lumină, așa cum se arată în figură. În acest scop, mai sunt necesare câte două potențiometre semireglabile în fiecare proiector. Acestea sunt conectate în paralel pe C1 din circuitul variatorului, care furnizează o tensiune stabilizată de 12 V. Semireglabilul P1 (P3) se reglează pentru strălucire maximă a lămpii proiectorului – cu P5 (P6) rotite la maximum în sens orar. Apoi se reglează semireglabilele P2 și P4, cu P5 (P6) rotite la maximum în sens antiorar, astfel încât lampa proiectorului să lumineze foarte puțin. Aceste operații se vor repeta de câteva ori, deoarece potențiometrele se influențează reciproc.

În fotografie se vede modul în care circuitul poate fi montat într-o carcasă de mici dimensiuni. Butoanele selectoare ale proiectorului se găsesc în acea parte indicată de cursorul potențiometrului atunci când intensitatea luminoasă a proiectorului respectiv este micșorată. Datorită acestei aranjări, se poate vedea dintr-o privire care proiector este în uz.

Referință bibliografică: [1] *Elektor Electronics*, martie și aprilie 1988.





884096 - 10

057 *Variator pentru diaproiector, cu C64*

Acest variator reprezintă o adaptare a celui descris în Ref. [1]. Poate fi conectat direct la portul utilizator al unui C64. Spre deosebire de cel din varianta precedentă, el poate controla numai



două proiectoare.

Datele furnizate de portul utilizator al lui C64 sunt trecute prin latch-urile IC1 și IC2. Cu PA2 și SP2 se determină cărui proiector îi sunt destinate datele respective.

Latch-urile sunt urmate de o secțiune de comutare și de un convertor digital-analogic, IC2 și, respectiv, IC5. Convertorul furnizează tensiunea necesară pentru controlul intensității luminoase.

După aceea, urmează un etaj, IC3 (IC6) care transformă data 000000 (de la A0 la A5) într-o tensiune de 2,5 V (lampa stinsă) și data 111111 într-o tensiune de 5V (lampa luminează la maximum).

Liniile A6 și A7 sunt utilizate pentru a controla, prin intermediul releelor Re1 și Re2 (Re3 și Re4), deplasarea înainte și înapoi a diapozitivelor.

Variatorul este același circuit utilizat în varianta precedentă (vezi fig. 2). Montajul propriu-zis se va amplasa în ineriorul proiectorului; nu scăpați din vedere faptul că triacul are nevoie de răcire.

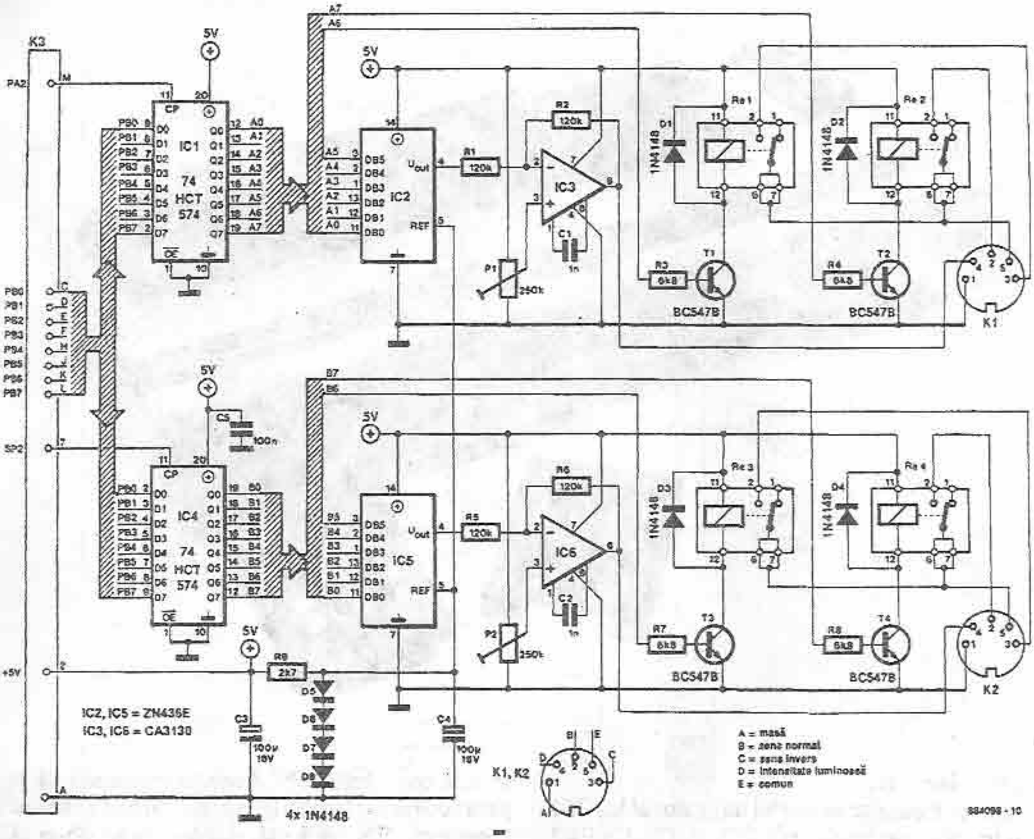
Semnalele de control sunt transmise printr-un cablu cu 5 conductoare, la capetele căruia se află conectori DIN. Aceasta înseamnă că și proiectoarele trebuie să fie prevăzute cu conectori DIN cu 5 căi, după cum se observă din schemă.

Reglarea se execută cu toate intrările convertoarelor digital-analogice în starea logică L: P1 și P2 sunt reglate până când lămpile proiectorului de-abia mai luminează (sunt încă vizibile). Acest lucru va îmbunătăți durata de funcționare a lămpilor.

Placa de circuit imprimat conține și secțiunea de control al proiectoarelor, dar aceasta poate fi deconectată. Conectorul pentru portul utilizator va fi lipit cu letconul pe fața cu trasee plăcii de control. De asemenea, pe fața cu componentele, trebuie lipite două conductoare de la terminalele 2 și 7, până la pinii corespunzători de la conector.

După ce montajul a fost realizat efectiv și amplasat într-o carcasă potrivită, ea este introdusă (având fața plantată cu componente orientată în sus) în conectorul portului utilizator. Tot prin acest conector este preluată și tensiunea de alimentare.

Vă prezentăm și un exemplu de program ce realizează mișcarea înainte sau înapoi a diapozitivelor prin intermediul tastaturii, inclusiv



activarea sau dezactivarea automată a atenuării iluminării.

Listă de componente

MONTAJUL DE CONTROL

Rezistențe (±5%):
R1, R2, R5, R6 = 120 kΩ
R3, R4, R7, R8 = 6,8 kΩ
R9 = 2,7 kΩ
P1, P2 = 250 kΩ semiregl. H

Condensatoare:
C1, C2 = 1nF
C3, C4 = 100 µF; 6 V
C5 = 100 nF

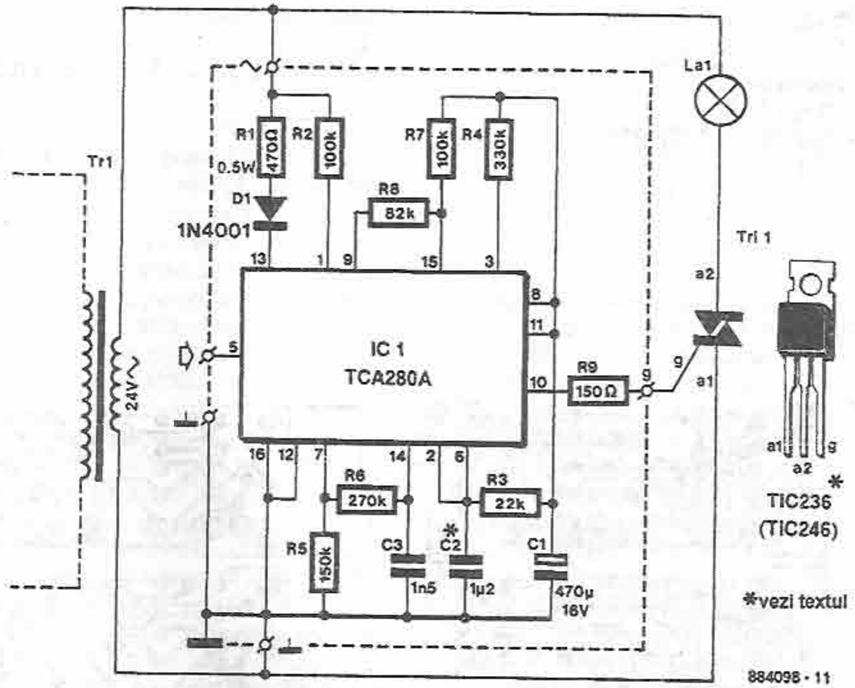
Semiconductoare:
D1-D8 = 1N4148
T1-T4 = BC547B
IC1, IC4 = 74HCT574
IC2, IC5 = ZN436E (Ferranti)
IC3, IC6 = CA3130

Apăsarea tastelor Space și R va produce avansarea și, respectiv, deplasarea înapoi.

Diverse:
Re1-Re4 = releu 12 V contat pe placă, de ex.: Siemens V23101-A0003-B101
K1, K2 = conector DIN cu 5 poziții, 180°
K3 = conector cu 24 poziții cu montare pe cablaj, pentru portul C64
Placă circuit imprimat tip 884098

MONTAJUL VARIATOR
(componente date pentru o placă)

Rezistențe (±5%):
R1 = 470 Ω, 0,5 W
R2, R7 = 100 kΩ
R3 = 22 kΩ
R4 = 330 kΩ
R5 = 150 kΩ
R6 = 270 kΩ




```
10 REM ... ELEKTOR C64 SLIDE CONTROLLER
20 A=56576:B=56577:C=56579:D=56588
30 POKE C,255
40 POKE 56590,65
50 POKE 56581,0 :POKE 56580,1
59 PRINT"W"
60 POKE B,0:POKE A,147:POKEA,151:POKED,128
70 PRINT"W"
80 PRINT"EE    E                              "
90 PRINT"     E ELEKTOR C64 SLIDE CONTROLLER "
100 PRINT"     E                              "
110 PRINT"EEEEE  PROJECTOR 1            PROJECTOR 2"
120 PRINT"E  DATA=";X
130 PRINT TAB(20);"C    DATA=";Y
140 PRINT"EEEEEEEEEE    FORWARD = [ SPACE ]"
150 PRINT"      REVERSE = [ R ]"
160 PRINT"CCCCCCCCCCCCC"
170 X=1: Y=2: Z=0
300 GET A$: IF A$="" THEN GOTO 300
310 IF A$=" " THEN W=128: RE=200: GOSUB 600
320 IF A$="R" THEN W=64: RE=400: GOSUB 800
330 Z=X: X=Y: Y=Z
340 GOTO 300
350 END
600 REM ......................... FORWARD
610 GOSUB 4500
620 IF X=1 THEN GOSUB 4000
630 IF Y=1 THEN GOSUB 3000
640 FOR I=0 TO 200: NEXT
650 RETURN
800 REM ......................... REVERSE
810 IF X=1 THEN GOSUB 3000
820 IF Y=1 THEN GOSUB 4000
830 FOR I=0 TO 100:NEXT
840 GOSUB 4500
850 RETURN
3000 REM ...................... CHANGE X
3010 POKE B,W :POKEA,147:POKEA,151
3020 FOR I=0 TO RE:NEXT
3030 POKE B,0 :POKE A,147:POKE A,151
3040 RETURN
3050 END
4000 REM ...................... CHANGE Y
4010 POKE B,W: POKE D,128
4020 FOR I=0 TO RE: NEXT
4030 POKE B,0: POKE D,128
4040 RETURN
4050 END
4500 REM .............. WHICH PROJECTOR?
4510 IF X=1 THEN GOSUB 5000
4520 IF Y=1 THEN GOSUB 6000
4530 RETURN
5000 REM .................... X ON Y OFF
5010 FOR I=1 TO 63
5020 FOR V=0 TO T:NEXT
5030 POKEB,I:POKE A,147:POKEA,151:GOSUB 10000
5040 IF Z=0 THEN GOTO 5060
5050 POKE B,63-I:POKE D,128:GOSUB 9000
5060 NEXT
5070 RETURN
5080 END
6000 REM .................... X OFF Y ON
6010 FOR I=1 TO 63
6020 FOR V=0 TO T:NEXT
6030 IF Z=0 THEN GOTO 6050
6040 POKE B,63-I:POKE A,147:POKE A,151:GOSUB 10000
6050 POKE B,I:POKE D,128 :GOSUB 9000
6060 NEXT
6070 RETURN
9000 PRINT TAB(29);"C";"   "
9010 PRINT TAB(29);"C";PEEK(B) :RETURN
10000 PRINTTAB(7);"C";"   "
10010 PRINTTAB(7);"C";PEEK(B):RETURN
```

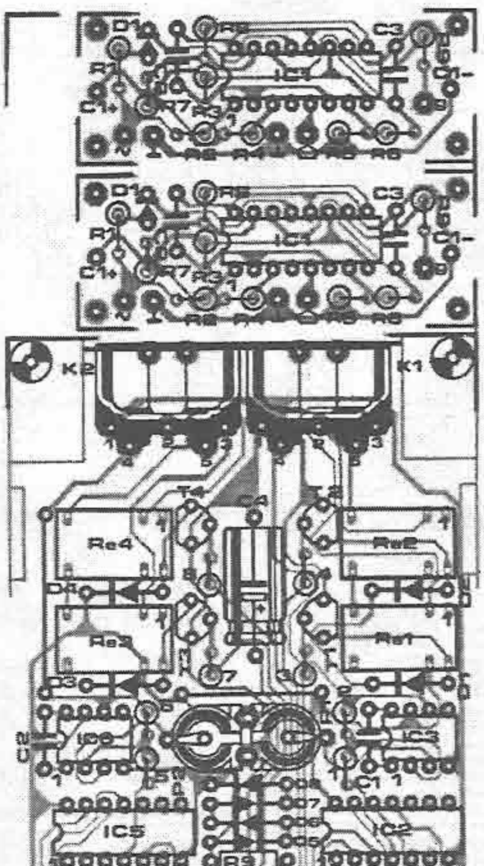
884098 - 12

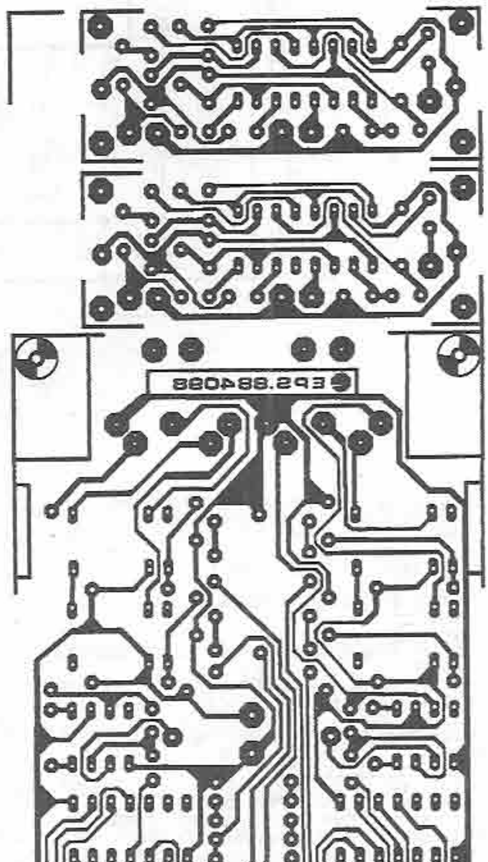
R8 = 82 kΩ
R9 = 150 Ω

Condensatoare:
C1 = 470 μF; 16 V
C2 = 1,2 μF (1 μF/ /220 nF)
C3 = 1,5 nF

Semiconductoare:
D1 = 1N4001
Tri1 = TIC236 (la 150 W) sau TIC246 (la 250 W)
IC1 = TCA280

Referință bibliografică: (1) *Elektor Electronics* Martie-Aprilie 1988





058 Detector de prezență a unui trenuleț de jucărie

La calea ferată pentru trenulețe de jucărie, sunt utilizate relee Reed pentru a detecta apropierea trenulețului. Aceste capsule transparente nu arată prea firesc în peisaj și, în plus, magneții aferenți sunt destul de mari, în special când folosim trenulețe miniaturizate la scara N sau Z.

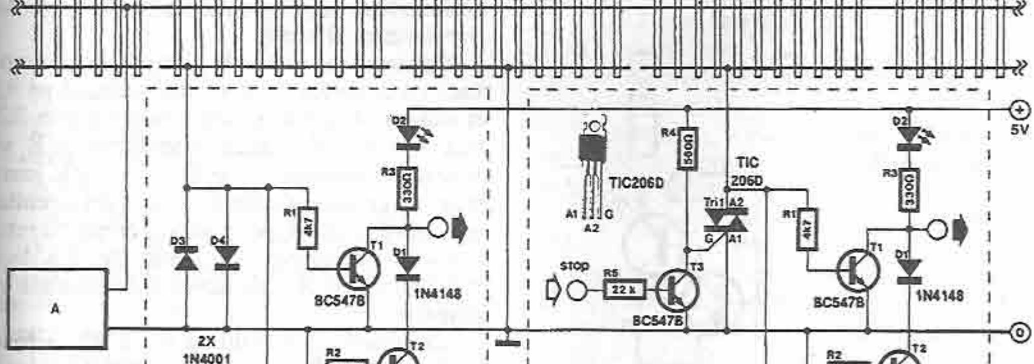
Sistemul de detectare prezentat aici vă oferă o soluție mult mai elegantă. Trenulețele sunt detectate prin stabilirea porțiunea de cale ferată din care este absorbit curentul.

Montajul se pretează la utilizare atât în c.a. cât și în c.c. și, de asemenea, la trenulețele cu control digital. Poate fi construit în două variante. Prima – este un simplu circuit prevăzut cu indicatoare cu LED-uri și cu o ieșire digitală. A doua – oferă în plus posibilitatea de a alimenta doar o secțiune a șinelor, printr-o intrare de control digital. Orice variantă ați alege, montajul final va fi de mici dimensiuni și atât de simplu de realizat practic încât nu vă va fi deloc greu să construiți câte unul pentru fiecare secțiune a căii ferate.

Varianta simplificată a circuitului constă din partea stângă a schemei prezentate. Indiferent de polaritate, curentul motorașului trece prin D3 sau D4, și determină o cădere de tensiune de circa 1 V pe diodă. Ca urmare, va fi deschis fie T1, prin R1, fie T2, prin R2. Aceasta va face ca ieșirea să treacă în starea logică L și D2 luminează. Dioda D1 are rolul de a evita ca tensiunea la ieșire să scadă sub 0 V atunci când conduce T2.

Varianta mai complexă este cea dată în partea dreaptă a montajului. În acest caz, cele două diode 1N4001 sunt înlocuite cu un triac. În mod normal, el este amorsat de curentul prin R4. Curentul motorașului este măsurat prin scăderea de tensiune pe pinii a1 și a2 ai triacului. Când intrarea trece în starea H, T3 se deschide și poarta triacului se va găsi la potențialul masei. Triacul se va bloca. Dacă în secțiunea respectivă a căii ferate se află o locomotivă, ea se va opri. Este interesant de reținut că poate fi detectată chiar și prezența acestui motoraș staționat, deoarece, prin el, va primi curentul pe bază fie T1, fie T2.

Montajul necesită o tensiune de alimentare suplimentară pentru partea de circuit logic. Dacă aceasta se alege de 5 V, semnalele generate vor fi compatibile TTL și CMOS, deci vor putea fi prelucrate prin intermediul unui calculator personal.



A = sursă de alimentare

884103 - 10

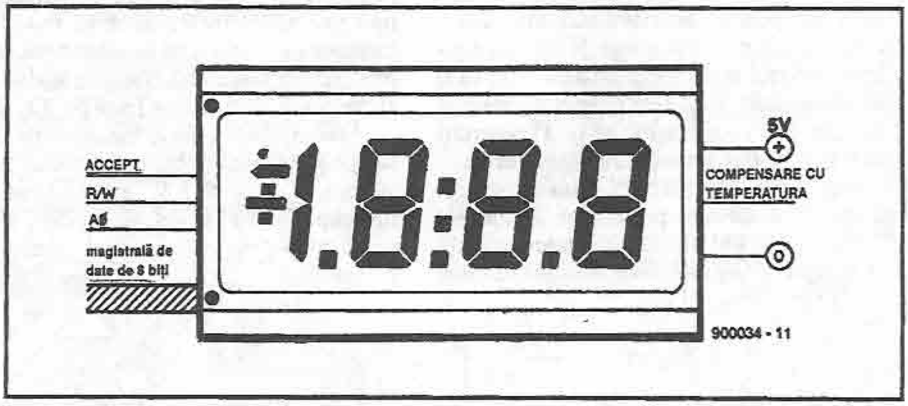
059 Compensarea temperaturii pentru modulele LCD

Afișajele cu cristale lichide (LCD – liquid cristal display) au cunoscut o largă răspândire în ultimii ani, deoarece sunt ușor de utilizat și realizează un mod de afișare foarte atractiv. Din păcate, ele au și un inconvenient: slaba compensare cu temperatura. Acest articol ne prezintă o cale de a o îmbunătăți.

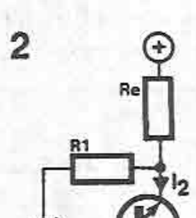
Modulele de afișare cu cristale lichide sunt produse într-o gamă largă de dimensiuni: de la un simplu segment până la 16 caractere. Ele conțin toate circuitele de comandă necesare, deci interfațarea lor cu microprocesoarele este foarte simplă – vezi fig. 1.

Din păcate, slaba compensare cu temperatura a acestor componente face necesar, pentru asigurarea unui contrast optim al afișajului, să se varieze semnalul de intrare de la circa 400 mV la 800 mV, în domeniul de temperatură 0-50°C. Evident, această variație a semnalului poate fi obținută și manual, cu ajutorul unui simplu potențiometru, dar o soluție mult mai elegantă o reprezintă compensarea automată cu temperatura. Când am lansat studierea acestei probleme, am început cu studierea schemei din fig. 2. Aceasta folosește o configurație Darlington pentru a mări coeficientul de temperatură al

1



2



tensiunii bază-emitor și a reduce curentul necesar de polarizare al bazei.

Deoarece tensiunea bază-emitor se micșorează cu creșterea temperaturii, curentul pe R1 va scădea. Aceasta reduce tensiunea prin R2, ceea ce, la rândul ei, mărește tensiunea pe R_e și, ca urmare, curentul de emitor. Cea mai mare parte a curentului de emitor trece prin circuitul de colector și, astfel, pe măsură ce crește curentul de emitor, crește și tensiunea pe R_c. Rezultă, deci, că tensiunea pe R_c este direct proporțională cu temperatura.

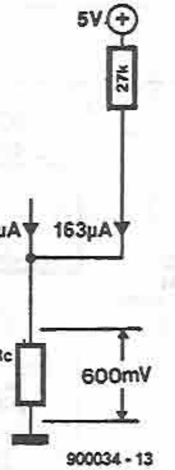
Considerând curentul pe R1 și R2 ca fiind mic în comparație cu cel pe R_e, putem demonstra că amplificarea circuitului este o funcție de V_c:

$i_1 = V_{be} / R1 = V_b / R2$

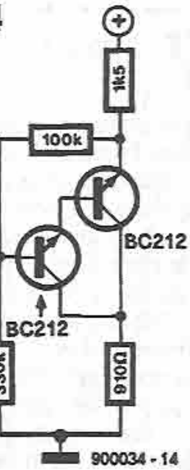
și:

$i_2 = V_c / Rc = V_e / R_e$.

3



4



În ambele cazuri, s-a neglijat curentul de bază.

$dV_{be} / R1 = di_1$

sau

$dV_{be} = di_1 \times R1$,

unde dV_{be} reprezintă variația cu temperatura, a tensiunii bază-emitor.

Rezultă:

$dV_b = dV_{be} \times R2 / R1$.

Deoarece V_{be} este mare față de dV_{be}, ea poate fi considerată constantă, deci:

$dV = dV_e$

$dV_e / R_e = di_e \;\; (i_e = i_c)$

$dV_{be} \times R2 / R_e \times R1 = di_c$

$dV_c = dV_{be} \times R2 \times R_c / R1 \times R_e$

$dV_c / dV_{be} = A = R2 \times R_c / R1 \times R_e$,

unde A reprezintă amplificarea;

$R2 = V_b / i_1$;

$R1 = V_{be} / i_1$;

$R_c = V_c / i_2$;

$R_e = V_e / i_2$.

Înlocuind, obținem:

$A = V_b \times V_c / V_e \times V_{be}$.

Deoarece $V_b = V_{cc} - V_e - V_{be}$, rezultă

$V = (V_{cc} - V_{be}) \times V_c / (V_{be} \times A + V_c)$.

Cu ajutorul acestei ecuații putem estima tensiunea V_e cerută și, astfel, valorile necesare pentru rezistențe.

Pentru a calcula tensiunea de emitor, trebuie să cunoaștem valoarea cerută a amplificării, care este:

$A = T_{e(R)} / T_{e(T)}$,

unde: $T_{e(R)}$ este coeficientul de temperatură necesar, iar $T_{e(T)}$ este coeficientul de temperatură al tranzistorului.

Pentru etajul Darlington, $T_{e(T)}$ este de circa 3,2 mV / °C datorită valorii mici a curentului de colector (aceasta determină o rezistență internă de emitor relativ mare, care va reduce coeficientul de temperatură efectiv al joncțiunii bază-emitor).

Când se utilizează montajul cu un modul LCD, trebuie să țineți cont de rezistența creată la pulsul alimentării, de 27 kΩ – vezi fig. 3.

Dacă se utilizează un modul Hitachi, avem nevoie de 600 mV la 25°C. Din fig. 2 constatăm că, la un curent de 500 µA prin tranzistor și de 163 µA prin rezistența internă, valoarea lui R_c va fi 600 mV / 663 µA = 905 Ω. Valoarea practică va fi în acest caz de 910 Ω.

Ținând cont de rezistența legată la plus, de 27 kΩ, putem scrie:

$910 / (27000 + 910) \times V_{cc} = 163$ mV.

De aici rezultă $V_{cc} = 4{,}84$ V.

Tensiunea V_{be} a perechii Darlington este de circa 1 V, iar curentul din circuitul de colector de 500 µA, astfel încât:

$V_{be} = (4{,}84 - 1) \times 0{,}6 / (1 \times 2{,}5 + 0{,}6) = 0{,}743$ mV.

Pentru cazul în care i_1 = 10 µA, avem, la 25°C, i_e = 510 µA. Rezultă deci:

R_e = 0,743 mV / 510 µA = 1,46 kΩ;

R1 = 1 V / 10 µA = 100 kΩ;

R2 = (5 V – 1,743 V) / 10 µA = 325,7 kΩ.

Circuitul rezultat în final este cel din figura 4: la prototip, ieșirea a fost liniară în domeniul de temperatură 0-50°C. La 0°C, V_c = 425 mV și, la 50°C, V_c = 850 mV.

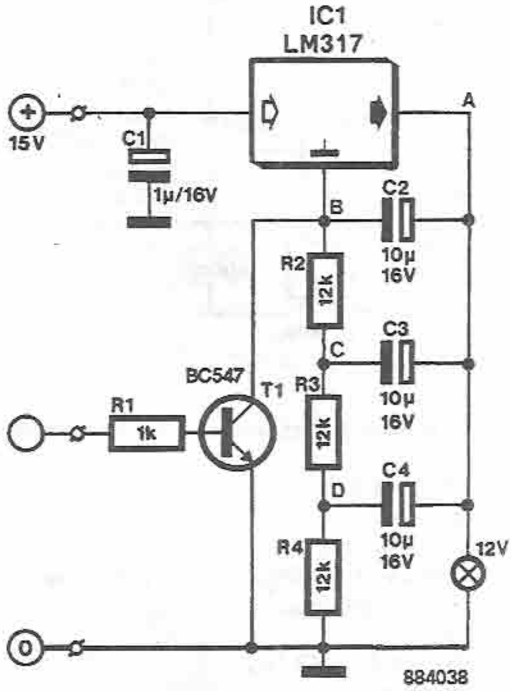
060 *Avertizor optic*

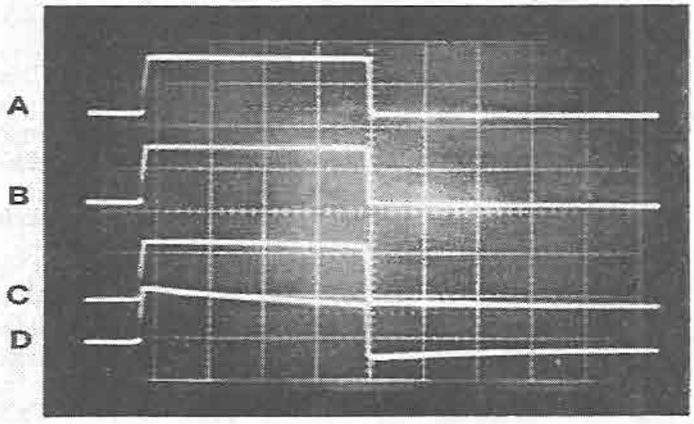
Aceasta este o aplicație destul de neobișnuită a regulatorului de tensiune tip LM317.

Utilizat într-un montaj, împreună cu alte câteva componente, el poate face să pâlpâie un mic bec de 12 V. Tensiunea la ieșire nu este stabilizată de către circuit: ea este cu doar câțiva volți mai mică decât tensiunea de intrare. Integratul LM317 este capabil să livreze un curent mai mare de 1 A.

Circuitul realizează în mod automat limitarea curentului la pornire, astfel încat fiabilitatea lămpii crește foarte mult. În fotografie se pot vedea formele de undă în cele mai importante patru puncte ale schemei.

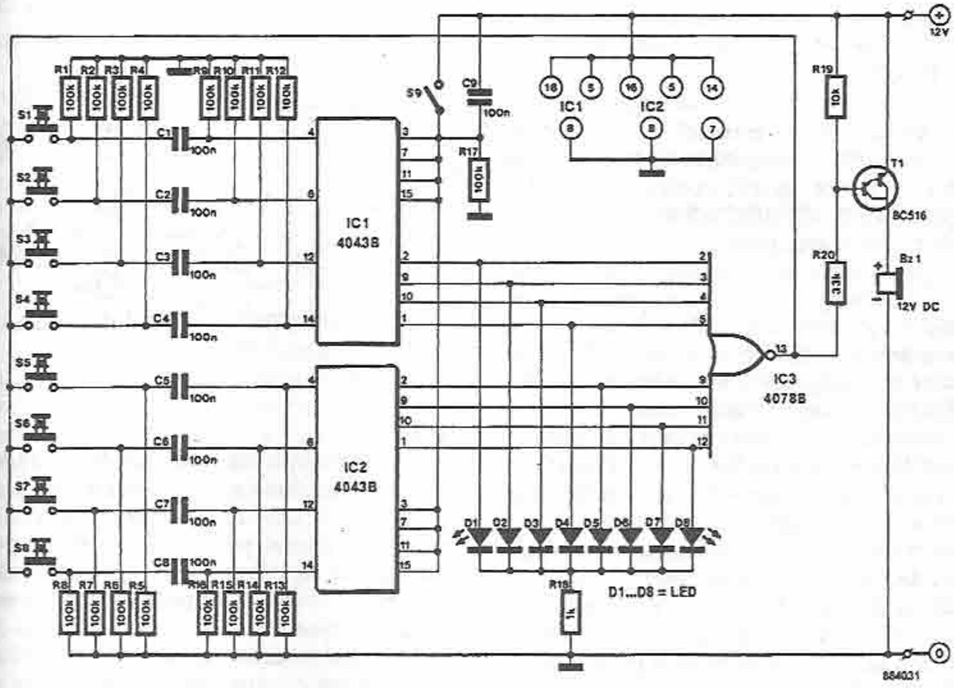
Pentru valorile din schemă rezultă o frecvență de pâlpâire de 4 Hz. Pâlpâirea poate fi eliminată prin comandarea lui T1 cu o tensiune mai mare de +1 V.





061 *Cronometru pentru concursuri ghicitoare*

Iată un banal montaj de tipul „cine este primul", care poate fi folosit în concursurile ghicitoare cu maximum opt participanți individuali sau grupuri. Montajul arată cine a apăsat primul butonul ce-i este alocat – prin aprinderea unui LED în dreptul numărului concurentului, sau în alt mod, după cum se specifică pentru jocul sau concursul respectiv. În același timp, circuitul



indică și acustic faptul că a fost apăsat un anumit buton. Butonul RESET îi permite conducătorului jocului să readucă circuitul în starea originală, înainte de a actualiza scorul și a trece la următoarea întrebare sau probă.

După apăsarea butonului RESET, cele opt bistabile R-S din IC1 și IC2 sunt resetate. Toate ieșirile Q trec în starea logică L și, ca urmare, ieșirea lui IC3 trece în starea H. Acum, montajul a redevenit operațional. De exemplu, dacă este apăsat mai întâi S1, este setat primul bistabil și ieșirea Q1 trece în starea H. Ieșirea lui IC3 face ca linia comună a butoanelor S1-S8 să treacă în starea L, pentru a împiedica setarea mai multor bistabile. Prin urmare, Q1 rămâne singura ieșire aflată în starea logică H. Această situație este indicată de LED-ul D1. Simultan, T1 este polarizat și acționează buzerul, pentru a atrage atenția conducătorului de joc. Condensatoarele C1-C8 au rolul de a evita ca bistabilele să fie setate permanent, în cazul în care vreun buton este menținut apăsat o perioadă mai îndelungată. În sfârșit, pentru a reseta montajul, se apasă pe S9. Ca urmare, toate ieșirile Q trec în starea L, iar linia comună a butoanelor devine logic H, readucând montajul în starea sa inițială.

În ceea ce privește tensiunea de alimentare, montajul nu este pretențios, fiind preferabil ca el să lucreze la tensiunea buzerului piezo (6 V sau 12 V). Consumul de curent în starea dezactivată este sub 1 mA, și mai mic de 25 mA când este aprins unul dintre LED-uri. Sursa de alimentare nu trebuie să fie stabilizată, fiind posibil să se utilizeze chiar un adaptor de rețea, ieftin, de c.c.

062 *Încărcarea acumulatoarelor cu plumb și acid sulfuric*

Bateriile moderne cu acid și plăci de Pb, încapsulate, sunt întruchiparea simplității în utilizare. Spre deosebire de bateriile NiCd, ele trebuie însă reîncărcate prin conectarea la o tensiune constantă (de mărime adecvată). În această situație, curentul de încărcare ne va furniza o foarte bună indicație a stării de încărcare.

Aceste baterii pot fi încărcate și rapid, atâta vreme cât curentul de încărcare este limitat chiar de la începutul procedurii de încărcare. Poate fi admis un curent de încărcare de câteva zecimi

din capacitatea în Ah a bateriei, în funcție producător. De exemplu, un acumulator de 5 Ah poate fi încărcat cu un curent de încărcare limitat la 1 A. În acest caz, tensiunea de încărcare trebuie să fie de 2,45 V pe element. La o astfel de tensiune (relativ) mare, curentul trebuie să fie limitat, deoarece, în caz contrar, curentul la începutul încărcării unui acumulator complet descărcat poate urca până la 10 A.

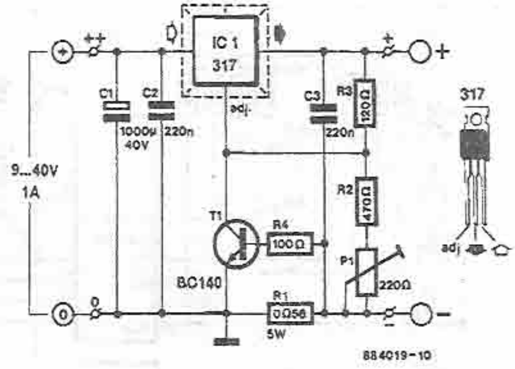
Încărcătorul pe care vi-l propunem, a cărui schemă este dată în fig. 1, are în componența sa un regulator de tensiune „standard", IC1, și un limitator de curent variabil constând din T1, R1 și R4. Îndată ce curentul prin R1 devine prea mare, T1 se deschide și tensiunea de ieșire scade. Valoarea, în volți, a tensiunii de ieșire este dată de formula:

$1{,}2(P1 + R2 + R3) / R3$ [volți]

Limitatorul de curent devine operativ la un curent de $0{,}6 / R1$ [amperi].

Pentru o baterie de acumulatoare de 6 V, tensiunea de încărcare necesară pentru o încărcare rapidă va fi 3 x 2,45 = 7,35 V. În acest caz, valoarea efectivă totală pentru R2 + P1 va trebui să fie 585 Ω. În practică, ea va fi puțin diferită.

Pentru a încărca baterii de 12 V, valoarea necesară pentru R2 + P1 trebuie să fie de circa

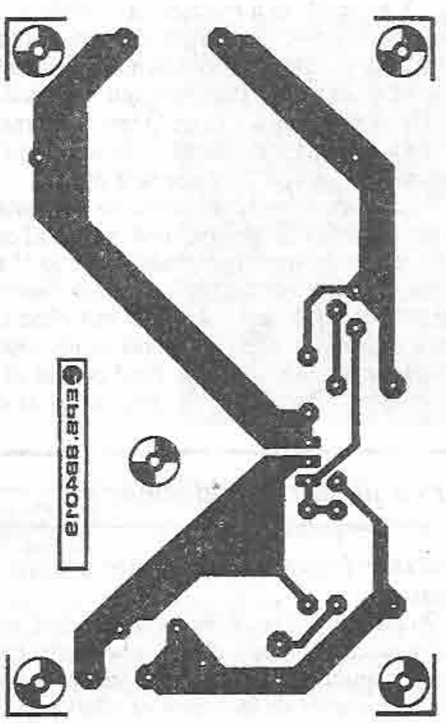


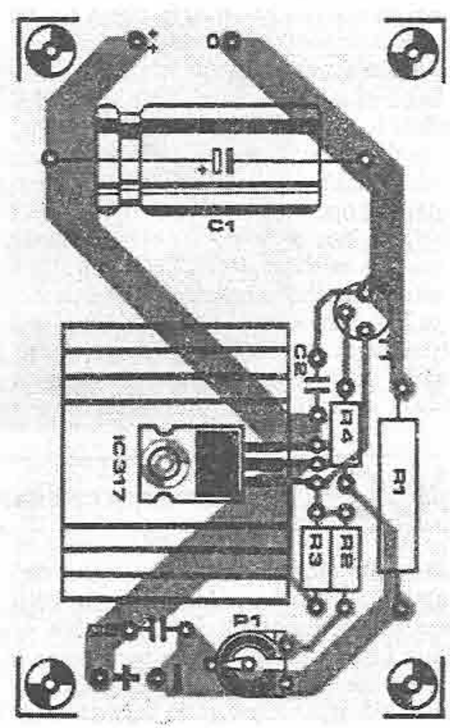
1290 Ω.

Tensiunea la intrare trebuie să fie cu cel puțin 3 V mai mare decât cea de la ieșire.

Integratul LM317 are nevoie de radiator termic, nu numai pentru că, altfel, se poate distruge cu ușurință, ci și din cauză că, la temperaturi înalte, el nu poate furniza curentul maxim la ieșire.

Montajul prezentat poate fi utilizat, evident, și ca o sursă de alimentare obișnuită, de sine stătătoare.





Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1 = 0,56 Ω; 5 W
R2 = 470 Ω
R3 = 12 Ω
R4 = 100 Ω
P1 = 220 Ω semireglabil

Condensatoare:
C1 = 1000 µF; 40 V
C2, C3 = 220 nF MKT

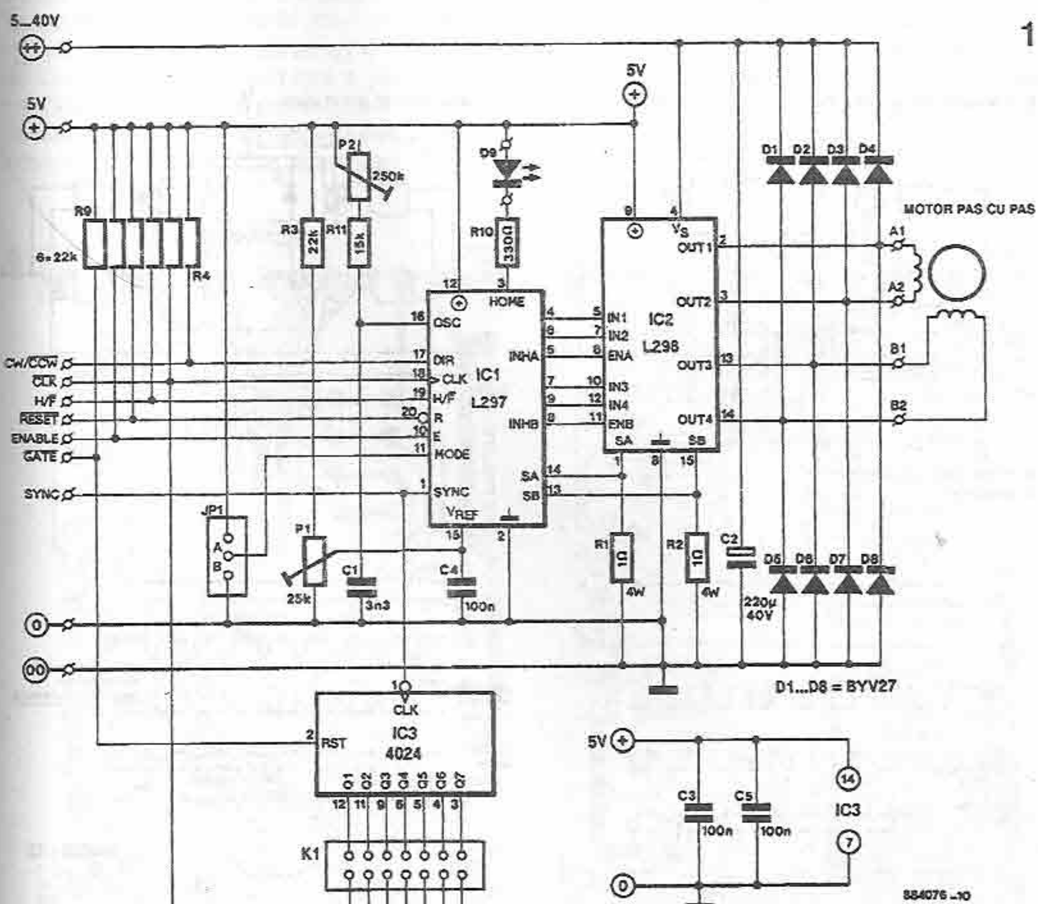
Semiconductoare:
T1 = BC141
IC1 = LM317

Diverse:
Radiator pentru IC1

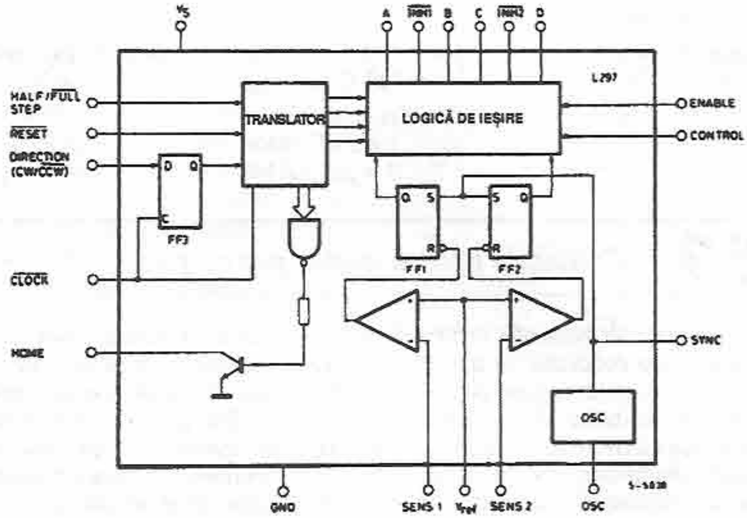
063 *Comandă pentru motor pas cu pas*

Acest montaj de comandă pentru un motor pas cu pas are o concepție de mare simplitate, fără a face, totuși, compromisuri în ceea ce privește versatilitatea. Este compus dintr-o interfață convențională cu computerul, un generator intern de tact, opțional, și etaje integrate de control și comandă a motorului. Placa poate comanda motoare cu stator dublu, adică motoare cu două faze bipolare sau cu patru faze unipolare. Curentul maxim admis pe fază este de 2 A.

Din schema montajului, prezentată în fig. 1, se observă că circuitul este proiectat pe baza setului de circuite integrate L297-L298, al căror producător este SGS.

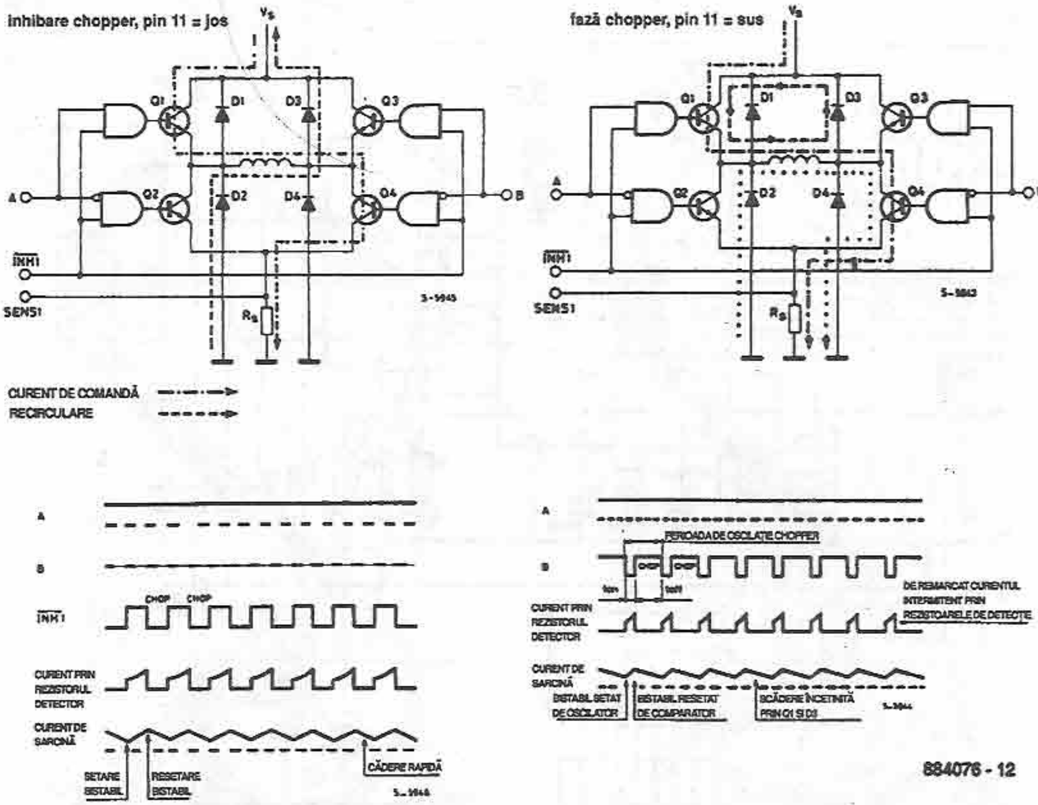


2



884076 - 11

3

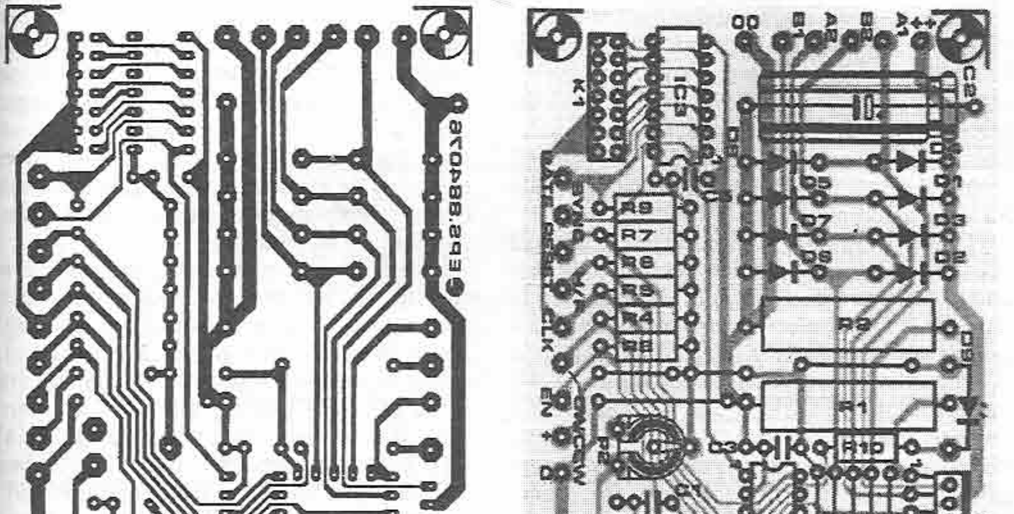


884076 - 12

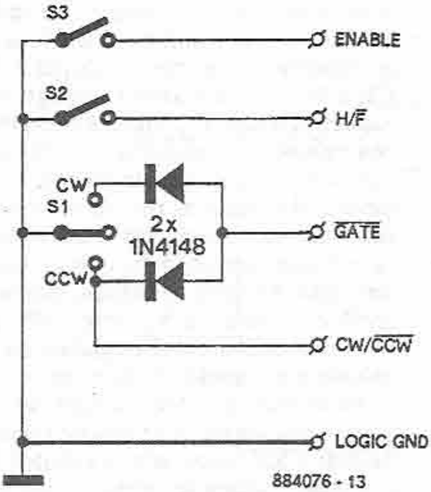
Schema bloc a lui L297 este cea din fig. 2. Acest integrat generează semnale de control pentru motorul cu stator dublu şi permite selectarea direcţiei de deplasare şi execuţia unui pas întreg sau a unei jumătăţi de pas, prin programarea adecvată a intrărilor sale, compatibile TTL. Execuţia unui pas întreg sau a unei jumătăţi de pas se realizează pe frontul descrescător al semnalului aplicat la intrarea de tact (CLK). Când intrarea de validare, (ENABLE), în starea L, motorul nu este alimentat, deci axul poate fi rotit liber. Comanda trecerii în starea logică L a intrării RESET face ca motorul să rămână oprit în poziţia de repaus (LED-ul D9 este stins).

Circuitul de comandă de putere L298 susţine comanda prin curent constant a înfăşurătorilor statorului. Comanda în curent dă rezultate bune deoarece permite ca motoarele pas cu pas să fie conectate la o tensiune mai mare decât cea admisă pentru comanda în tensiune. Comanda în curent îmbunătăţeşte în mod considerabil caracteristicile dinamice ale motorului (frecvenţa de start şi frecvenţa maximă a paşilor). Un oscilator intern setează un bistabil la începutul fiecărei perioade, când înfăşurările statorului sunt conectate la tensiunea de alimentare. Datorită inductanţei statorului, iniţial curentul de ieşire va creşte liniar, rezultând o tensiune liniară pe rezistenţele de detecţie a curentului, R1 şi R2. Când tensiunea măsurată atinge o anumită valoare maximă, V_{ref}, impusă de utilizator, două comparatoare interne resetează bistabilele, iar curentul statoric este întrerupt. Ca urmare, diodele de fugă vor reduce câmpul indus de stator. Din cele spuse până acum, reiese limpede că această comandă în curent lucrează pe principiul detecţiei de maxim. Curentul mediu rezultat depinde de V_{ref} (reglabilă cu P1), de frecvenţa oscilatorului (reglabilă cu P2) şi de valorile rezistenţelor de detecţie. Amplitudinea undei curentului statoric depinde de inductanţa proprie a statorului şi de nivelul logic al intrării MODE. Când acesta este H, ieşirile lui IC2 sunt comutate în starea de impedanţă mare pe timpul perioadei de descărcare a energiei magnetice. Câmpul statorului se reduce destul de rapid, prin intermediul diodelor de fugă, care conduc, datorită faptului că tensiunea instantanee de pe bobinajul statorului este puţin mai mare decât tensiunea de alimentare. Când MODE este menţinut în starea logică L, unul dintre tranzistoarele circuitului punte din interiorul integratului L298 rămâne deschis în timpul

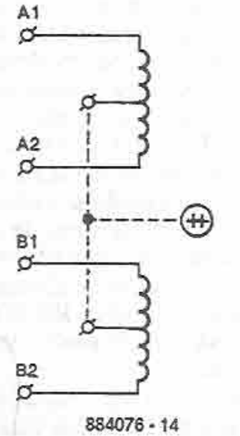
4



5



6



perioadei de descărcare a energiei magnetice. Acest lucru poate face ca tensiunea de pe înfășurarea statorului pe perioada recuperării energiei să rămână relativ scăzută, rezultând de aici o ușoară reducere a intensității câmpului din stator și, ca urmare, ondulații reduse (vezi fază chopper, figura 3). Această opțiune este pusă la dispoziție pentru a permite un control eficient în curent al motoarelor care au o inductanță proprie a statorului relativ scăzută.

Sincronizarea oscilatoarelor din integratele L297 este necesară atunci când, într-un singur sistem, sunt utilizate mai multe circuite de comandă și motoare. Ea este ușor de realizat, prin montarea pe o singură placă de comandă a componentelor P2, R11 și C1, și aplicând semnalul disponibil de la ieșirea SYNC, la borna SYNC a celorlalte plăci.

O altă componentă a montajului, divizorul IC3, are rolul de a furniza semnalul de tact atunci când respectiva bornă de ieșire de la calculator nu poate fi programată pentru a branșa la frecvența de pas necesară. Comanda de tact pentru divizor o dă semnalul SYNC preluat de la L297, iar blocul de jumpere K1 permite selectarea uneia din cele 7 frecvențe de tact disponibile (frecvențe de pas). Tactul provenit de la componentele de pe placă, transmis prin IC3, poate fi anulat prin comandarea în starea logic L a intrării GATE. În acest caz, intrarea CLOCK va funcționa ca ieșire, permițând calculatorului să țină evidența numărului de pași executați. Dacă impulsurile de tact extern vor fi aplicate din afara plăcii, atunci IC3 va fi omis.

Alimentarea de 5 ÷ 40 V nu trebuie să fie stabilizată – este, însă, necesară filtrarea. Frecvența maximă a pașilor crește o dată cu tensiunea, dar nu trebuie depășită limita de 40 V a acesteia.

Frecvența chopperului (vezi figura 3) și deci frecvența pașilor în aplicațiile de sine stătătoare, se reglează cu P2. Curentul prin stator este reglat cu P1. Fâsâitul produs de motor indică instabilitatea comenzii în curent. Acest efect poate fi remediat fie prin reajustarea frecvenței chopperului, fie prin selectarea celuilalt nivel logic la intrarea MODE a lui IC1. Dacă nici așa nu se reușește stabilizarea comenzii de curent, tensiunea de alimentare trebuie redusă până la limita la care motorul lucrează comandat în tensiune, și nu în curent.

Utilizarea de sine stătătoare a comenzii este simplu de realizat, prin conectarea a trei comutatoare externe, așa cum se arată în fig. 5. Fig. 6 arată cum se conectează dispozitivul de comandă la un motor unipolar. Oscilatorul intern al lui IC1 este utilizat doar pentru a genera semnalul de tact cerut în aplicațiile de sine stătătoare ale comenzii. Când se folosește, frecvența pașilor poate fi reglată montând un jumper în poziția adecvată pe K1, și reglând P2.

În sfârșit, IC2 este amplasat dinadins la marginea plăcii de circuit imprimat pentru a se permite fixarea lui, cu șuruburi, pe o suprafață metalică, pentru răcire.

Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1, R2 = 1Ω / 4W
R3÷R9 = 22 kΩ
R10 = 330 Ω
R11 = 15 kΩ
P1 = 25 kΩ sau 22 kΩ semiregl.
P2 = 250 kΩ sau 220 kΩ semiregl. tip H

Condensatoare:
C1 = 3,3 nF
C2 = 220 µF; 40 V
C2 = 220 µF; 40 V
C3, C4, C5 = 100 nF

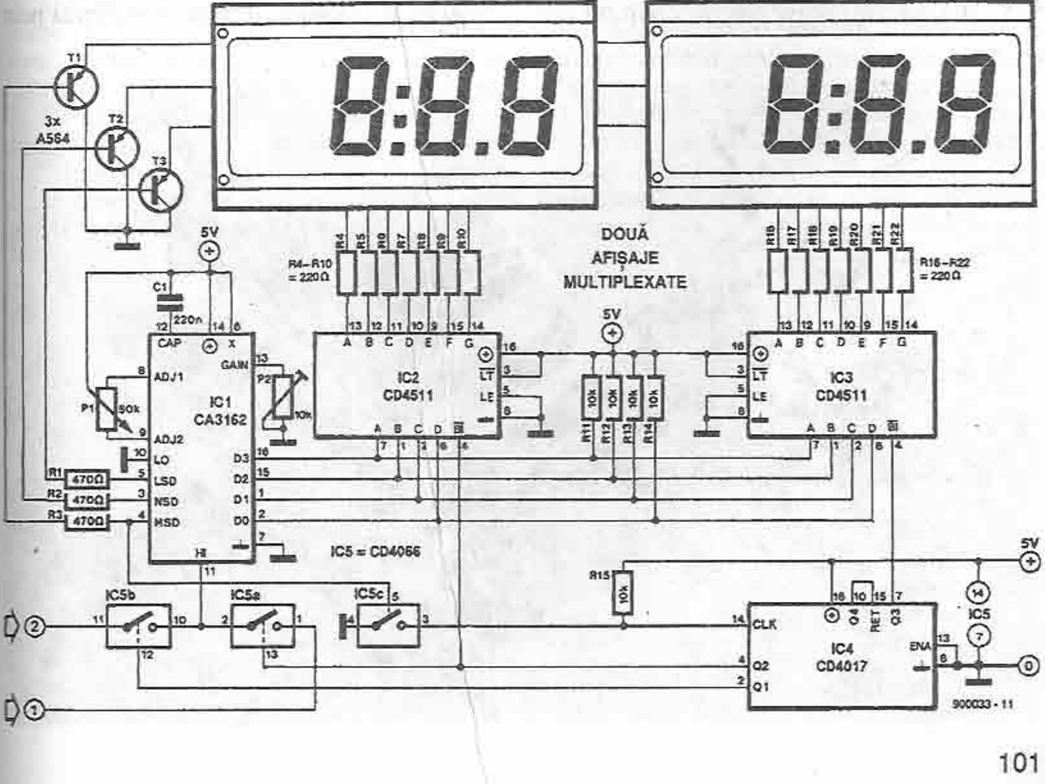
Semiconductoare:
D1 ÷ D8 = BYV27 (Philips)
D9 = LED
IC1 = L297 (SGS)
IC2 = L298 (SGS)
IC3 = 4024

Diverse:
JP1 = conector cu trei căi (pasul 0,1 inci)
1 jumper
K1 = conector cu două rânduri de câte 7 pini (pasul 0,1 inci)
1 jumper
14 pini (pentru lipire) Ø = 1,3 mm
Placă de circuit imprimat tip 884076

064 *Modul de afișaj V/I, ieftin*

Montajul descris aici este o variantă modificată a circuitului „Afișaj digital V/I", publicat în revistă cu mai mult timp în urmă. El poate afișa mai multe intrări analogice simultan (pe afișaje distincte), deși utilizează un singur convertor analogic-digital.

Din schema circuitului se vede că IC4, circuitul de comandă a multiplexorului, IC4, primește semnal de tact de la ieșirea MSD (cel mai semnificativ digit) a convertorului analogic-digital IC1, prin IC5c. Îndată ce ieșirea MSD semnalează că intrarea respectivă a fost convertită și dirijată către ieșire, numărătorul este incrementat, și o altă intrare analogică este selectată pentru a fi aplicată convertorului analogic-digital. Schema este astfel proiectată



încât un singur comutator și un singur decodificator BCD/7 segmente (IC2 sau IC3) sunt activate într-un anume moment.

Când numărătorul se incrementează, ieșirea sa dezactivează intrarea de stingere a decodorului cu 7 segmente corespunzător. La următoarea incrementare, Q4 resetează numărătorul și ciclul se reia de la capăt.

Deși, în principiu, ar fi posibil să avem un al treilea afișaj, tactul lui CA3162 nu este destul de rapid pentru a asigura persistența corectă a tuturor celor 3 afișări, deși ele rămân perfect lizibile.

În cazul utilizării celui de-al treilea afișaj, pinul Q3 al lui IC4 trebuie conectat la intrarea de control a unui comutator suplimentar, Q4 la intrarea de stingere a decodorului, iar Q5 la pinul de reset al numărătorului.

Domeniul tensiunii de intrare este 0-0,999 V. Tensiunea de referință a tuturor intrărilor este cea de la pinul de intrare L0 al lui IC1.

065 *Generator de servoimpulsuri*

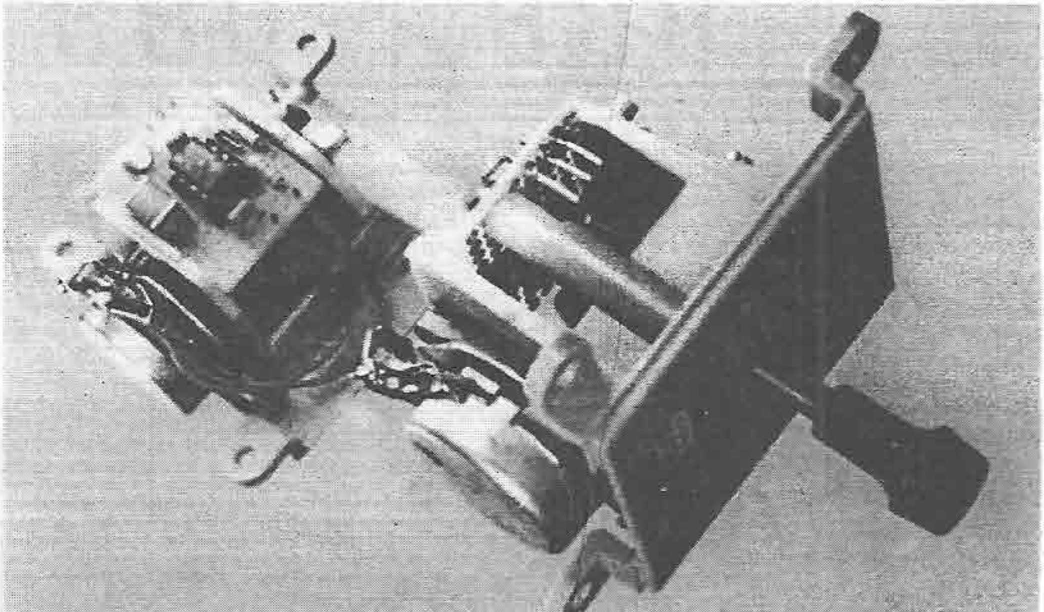
Montajele care generează impulsuri de control pentru aparatură servo sunt foarte apreciate, ceea ce pare a fi un motiv destul de bun pentru a vă prezenta încă o variantă.

Larga răspândire a servocontrolului s-a accentuat odată cu scăderea prețului servomotoarelor și datorită faptului că ele pot fi folosite în cele mai variate aplicații. Montajul prezentat aici este destinat unei utilizări autonome a aparatului servo.

La baza concepției a stat considerentul simplității schemei, lucru ce a dus la realizarea unui circuit construit cu binecunoscutul integrat 555. Din păcate, acest cip, în configurația standard, are posibilitatea de a produce trenuri de impulsuri cu un factor de umplere de 50% sau mai mare. Lucrurile stau astfel deoarece constanta de timp la încărcare este întotdeauna mai mare decât cea de descărcare, din moment ce rezistența de descărcare este în serie cu rezistența de încărcare.

Pe de altă parte, aparatura servo necesită trenuri de impulsuri cu un factor de umplere mult sub 50%. În cazul ideal, impulsurile ar trebui să aibă o durată de 1-2 ms, iar frecvența lor ar trebui să fie de 50 Hz. De aici, ar rezulta un factor de umplere de 5-10%.

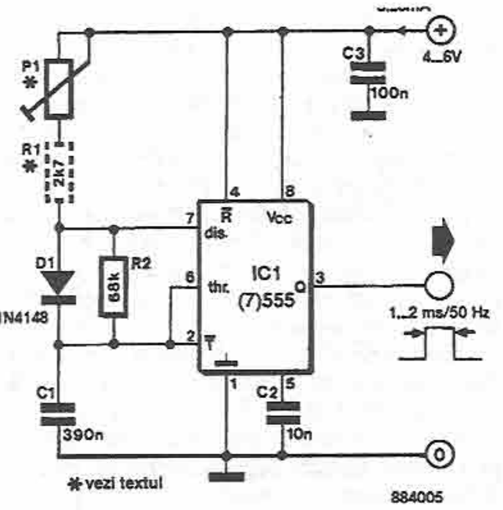
Această problemă ar putea fi rezolvată prin



inversarea semnalului de la ieșirea integratului 555, folosind un tranzistor și două rezistențe – soluție considerată, însă, nerealistă. De fapt, este necesară în plus doar o diodă și reamplasarea rezistenței de descărcare. În acest caz, timpul de încărcare, și deci mărimea intervalului de timp în care ieșirea este în starea logică H, este acum determinat de P1 și R1, iar timpul de descărcare H de R2.

Valorile componentelor din montaj au fost alese astfel încât durata impulsurilor să poată fi modificată de la 1 ms până la 2 ms, atunci când rezistența dintre plusul alimentării și anodul lui D1 este mărită de la 2,7 kΩ la 5,4 kΩ. Această variație de rezistență este dată de rotirea cu circa 75° a lui P1 (cursa normală a joystick-ului), dacă potențiometrul are valoarea de 10 kΩ. Acest potențiometru trebuie reglat în poziția în care rezistența lui să fie de 4,1 kΩ când joystick-ul este la jumătatea cursei. Ca urmare, rezistența R1 trebuie înlocuită în schemă cu un conductor.

Este posibilă utilizarea întregii curse normale, de 270°, a potențiometrului, care, în acest caz,

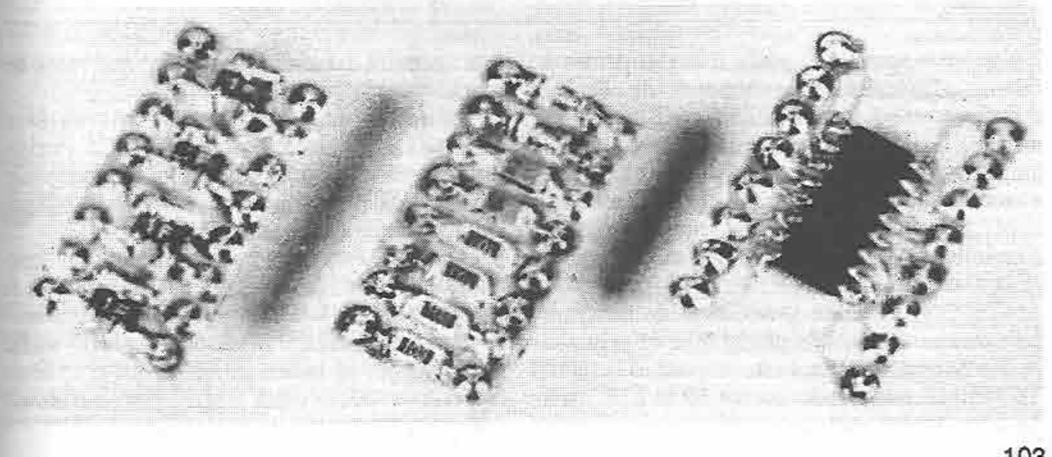


ar trebui să aibă o valoare de 2,7 kΩ. Rezistența R1 va trebui conectată așa cum se arată în figură.

066 *Adaptoare universale SMD/DIL*

Un număr permanent în creștere de componente electronice, în special circuite integrate, sunt disponibile acum în varianta realizării în tehnologie SMD (surface-mount devices). Proiectarea montajelor care să utilizeze aceste componente miniaturizate pune inevitabil probleme multor utilizatori, pentru că aceștia nu au întotdeauna posibilitatea să-și realizeze practic o placă de circuit imprimat adecvată pentru a-și construi și testa prototipurile. Pe de altă parte, realizarea efectivă a unei plăci de circuit imprimat pentru schemele ce utilizează SMD-uri este greoaie și necesită mult timp.

Prin urmare, ar fi de dorit ca, în majoritatea situațiilor, montajul să poată fi dezvoltat în același fel în care se procedează cu circuitele integrate și cu celelalte componente standardizate.



Cablajele adaptoare prezentate aici fac posibil acest lucru. Cu excepția celui de uz general, ele sunt puțin mai mari decât integratele de mărime normală și permit montarea în caroiajul de 0,1 inci, a cărui utilizare este general acceptată.

Plăcuțele adaptoare permit efectiv ca o serie întreagă de integrate realizate în tehnologie SMD să fie manipulate la fel ca și echivalentele lor de mărime normală și, astfel, să ușureze efortul proiectării și a realizării practice a unei plăci noi pentru fiecare experimentare sau modificare minoră a unui montaj.

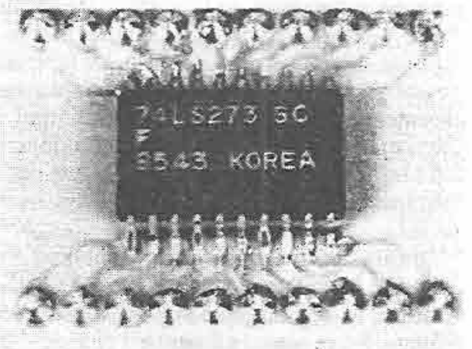
Integratele SMD cu 8, 14 sau 16 pini sunt de obicei închise într-o capsulă „îngustă", iar cele cu 16, 20, 24 și 28 de pini – într-una „lată".

Plăcuța de circuit imprimat prezentată aici permite realizarea multiplelor adaptoare, care pot fi folosite pentru a monta:

– CI SMD înguste, cu maximum 16 pini. Pentru tipurile cu 8 sau 14 pini, plăcuța poate fi tăiată la lungimea adecvată.

– CI SMD late, cu maximum 28 de pini. Plăcuțele pot fi scurtate la lungimea dorită, așa cum s-a menționat mai sus.

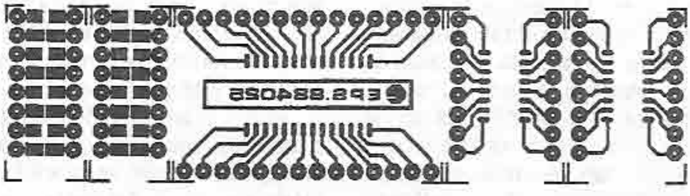
– Tranzistoare, condensatoare și rezistențe SMD. Acestea sunt dispuse într-o configurație



DIL pe o plăcuță adaptoare de uz general, pentru a permite conectarea rețelelor și a etajelor de circuit, ca module complete, pe o placă standard pentru prototipuri.

Mărimea acestui adaptor nu o depășește pe aceea a unui circuit integrat standard cu 16 pini.

Terminalele de lungime adecvată sunt trecute prin orificiile de pe laturile plăcuței, cu scopul de a realiza pini care să facă posibilă montarea modulelor în soclurile standard pentru circuite integrate.



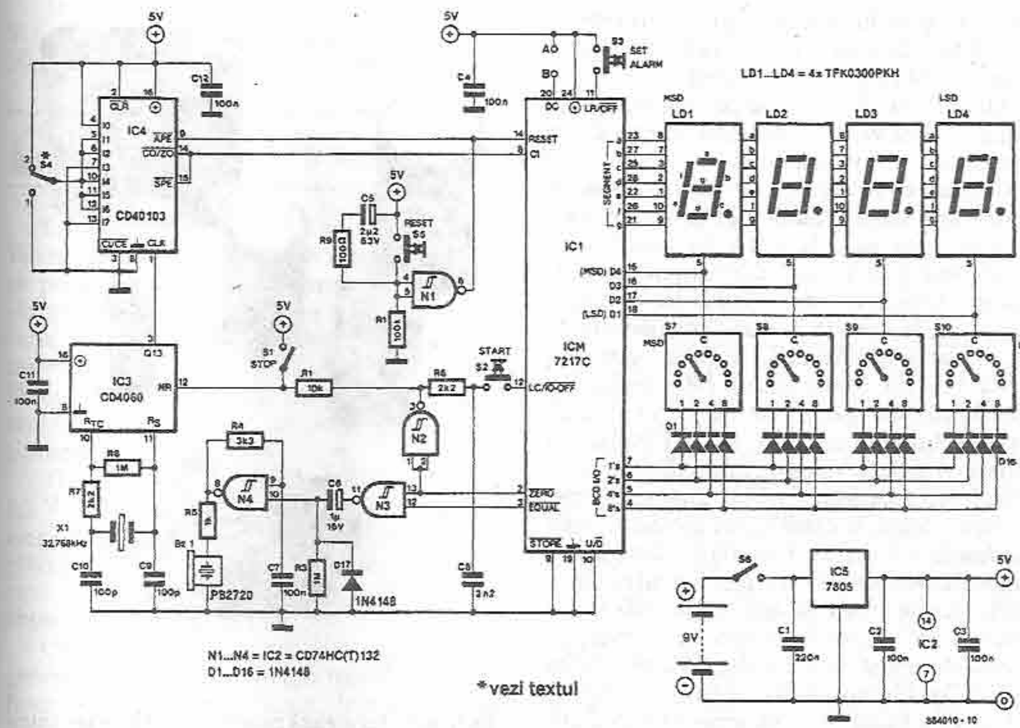
067 *Temporizator*

Acest temporizator poate fi reglat pentru a măsura o perioadă de maximum 60 de ore. De asemenea, oferă posibilitatea fixării unui timp intermediar oarecare. La atingerea acestui moment, va suna un buzer. Cea mai mare parte a montajului este conținută în circuitul integrat ICM7217, realizat de Intersil, care conține un numărător CMOS înainte/înapoi, cu 4 digiți, și afișajul corespunzător.

Circuitul IC3 este generatorul de tact care furnizează un semnal dreptunghiular cu perioada de 1 s. Semnalul de tact este disponibil la pinul 3 (Q13). El poate fi divizat cu 60 în IC4, dacă este necesară măsurarea unui timp mai mare de o oră.

Când S6 este închis, alimentarea este conectată și IC1 este resetat prin R9 și C5. Poziția lui S4 determină dacă sunt numărate minutele sau secundele: maximum 59 h și 59 min (poziția 2) sau 59 min și 59 s (poziția 1).

Dacă, de exemplu, trebuie măsurat un timp total de 35 min, cu o pauză la 20 min, S4 va fi pus pe poziția 1. După aceea, comutatoarele-rozetă miniaturale S7÷S10 se reglează astfel încât afișajul să indice 20.00. Printr-o apăsare scurtă a lui S3, această alegere este memorată



de IC1. După aceea, S7÷S10 se reglează astfel încât afişajul să indice 35.00. În tot acest timp, S1 trebuie să fie deschis. Apăsarea lui S2 determină ca integratul ICM7217C să înceapă numărarea în sens invers, pornind de la 35.00. Când afişajul indică 20.00, buzerul sună scurt (acţionat prin N3 şi N4). Acum ceasul poate fi oprit închizând S1. La deschiderea ulterioară a lui S1, ceasul reîncepe să numere în sens invers, până la 00.00. Când apare acest număr pe afişaj, buzerul sună din nou, scurt. De reţinut că ceasul poate fi oprit în orice moment al numărării inverse, prin închiderea lui S1.

Ceasul poate fi resetat cu S5; în acest caz, buzerul sună scurt şi afişajul arată 00.00. Valoarea fixată pentru perioada de numărare inversă având durata de 35 min este însă reţinută în memorie, până va fi programată o altă perioadă.

Curentul prin montaj, incluzând şi afişajul, este de circa 100 mA. În cazul alimentării de la baterie, este posibilă stingerea afişajului în timpul în care ceasul numără, dacă se mai adaugă un comutator (cu un singur contact normal închis) între punctele A şi B. Acesta permite o vizualizare de scurtă durată a afişajului. Cu afişajul stins, consumul de curent este de numai 4 mA.

Nu poziţionaţi comutatoarele-rozetă miniaturale pentru afişări mai mari de 59.59, deoarece, în acest caz, ceasul nu va mai număra corect.

068 *Tester pentru baterii*

Sunt foarte numeroase cazurile în care un proiectant trebuie să cunoască exact valoarea rezistenţei interne a unei baterii.

Puţine testere sunt capabile să furnizeze vreo indicaţie referitoare la această valoare, şi rareori ea este dată în ohmi. Testerul pe care îl prezentăm aici reuşeşte în principiu, acest lucru.

Ideea care stă la baza realizării lui este de a încărca bateria cu un curent variabil, astfel încât acesta să determine o cădere de tensiune alternativă pe rezistenţa internă, tensiune care poate fi măsurată la bornele bateriei. În cazul în

care variațiile curentului sunt uniforme și constante, căderea de tensiune este direct proporțională cu rezistența internă.

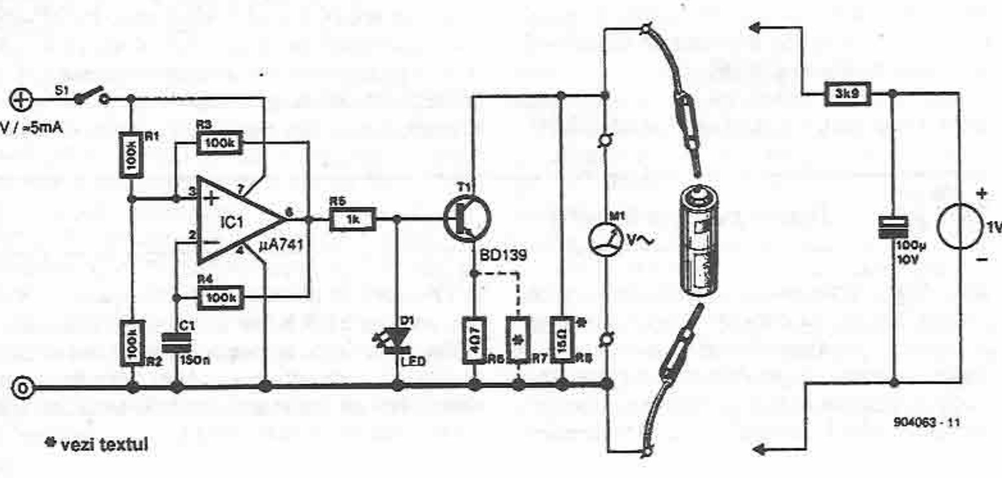
Alegând cu grijă variația curentului, devine posibilă citirea valorii rezistenței interne direct pe scala de c.a. a voltmetrului.

Curentul de încărcare (sarcină) este variat cu ajutorul unei surse de curent, T1 în schemă, care va fi activată sau blocată prin intermediul generatorului de semnal dreptunghiular IC1. Alegerea unei frecvențe de comutare de 50 Hz permite ca, la bornele bateriei, componenta de c.a. să poată fi măsurată cu orice voltmetru standard de c.a. (multimetru). R8 reprezintă o sarcină constantă pentru baterie; ea va avea 15 Ω pentru bateriile de 1,5 V, și va fi șuntată de voltmetrul de c.a. Valoarea indicată a tensiunii înmulțită cu zece reprezintă mărimea rezistenței interne a bateriei. În cazul în care bateria de testat este descărcată, sau dacă bateria de alimentare a montajului este descărcată, prin circuit nu se va stabili nici un curent și aparatul de măsură va indica „zero". Aparent, aceasta ar însemna că bateria de testat este ideală, fără rezistență internă. Dacă bateria de alimentare a montajului este cea descărcată, nu se va aprinde LED-ul D1. Când este descărcată bateria de testat, vom avea confirmarea acestui lucru dacă măsurăm tensiunea continuă dintre bornele sale, timp în care sarcina trebuie menținută conectată, bineînțeles, căci, altfel, măsurăm tensiunea electromotoare, care poate fi de 1,5 V, chiar dacă bateria este descărcată.

Testerul poate fi calibrat cu ajutorul circuitului auxiliar desenat în partea dreaptă a schemei. Sursa de 1,5 V împreună cu condensatorul



electrolitic formează practic o sursă de tensiune ideală, a cărei rezistență internă o reprezintă rezistorul de 3,9 Ω. Conectând această sursă la bornele de ieșire ale testerului, se stabilește mărimea lui aibă R7. Valoarea corectă a acesteia se obține când voltmetrul de c.a. indică 0,39 V. De observat că această procedură nu va fi identică pentru orice tip de instrument de măsură: de exemplu, varianta utilizării unui aparat de măsură digital în locul unuia magnetoelectric nu poate fi pusă în practică.



Testerul a fost conceput pentru baterii de 1,5 V. Curentul în sarcină este destul de mare: circa 100 mA prin R8 și 170 mA prin T1. Pentru bateriile de 9 V, acesta ar fi cam prea mare: în acest caz, curentul va putea fi redus alegând valori mai mari pentru R6-÷R8.

069 *Sonerie/clopoțel de apartament*

Circuitul integrat U450B, conceput de Telefunken, este un generator secvențial de ton ce poate fi utilizat, de exemplu, la jucăriile electronice sau la ustensilele de uz casnic. În cazul de față, U450B este completat cu amplificatorul de putere integrat TDA7052, produs de Philips. Montajul obținut este un generator de sunete foarte versatil, care poate fi utilizat în numeroase aplicații.

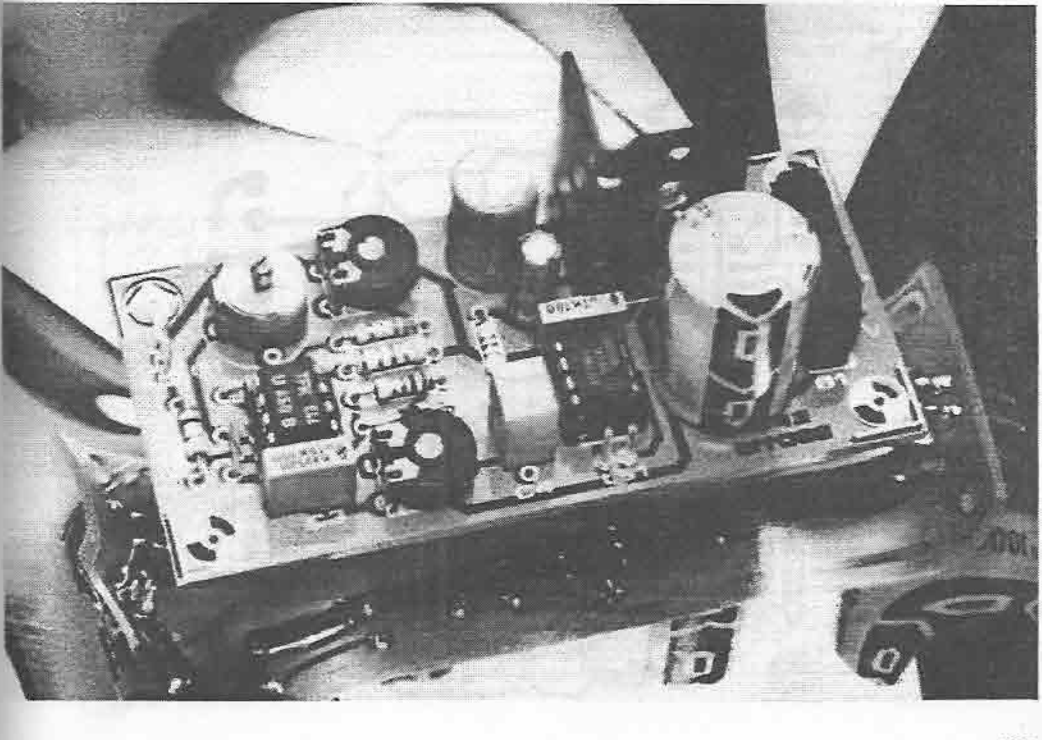
TDA7052 furnizează o putere sinusoidală de 1,2 W pe 8 Ω. Deoarece în această aplicație sunt amplificate doar semnale dreptunghiulare, puterea maximă la ieșirea către difuzor crește la circa 3 W – mai mult decât suficient pentru a obține un zgomot zdravăn!

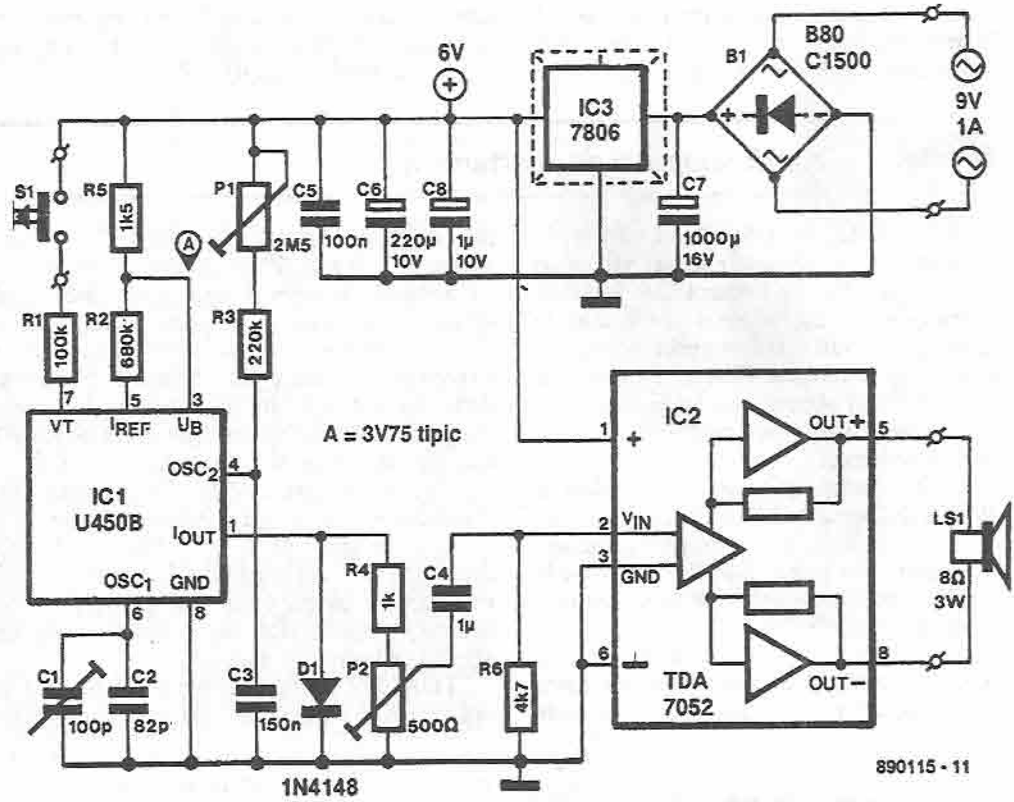
Când este apăsat comutatorul S1, IC1 generează o secvență de trei tonuri, ale căror frecvențe pot fi modificate, într-o oarecare măsură, prin reglarea trimerului C6. Durata secvenței este stabilită cu semireglabilul P1.

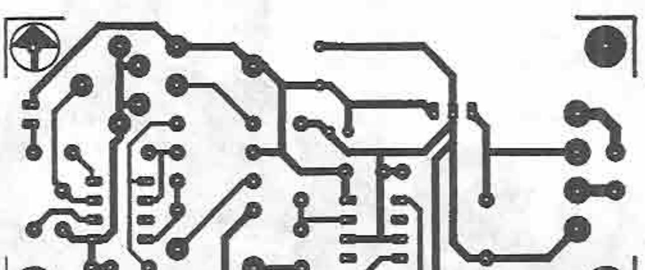
Semnalul de ieșire al generatorului secvențial de ton este un curent, care poate fi preluat de la pinul 1. Componentele R4, P2 și C4 au rolul de a converti acest curent într-o tensiune alternativă, care este aplicată amplificatorului de putere integrat. Tensiunea maximă de ieșire pe R4-P2 este limitată de dioda D1 la valoarea de 0,6 V.

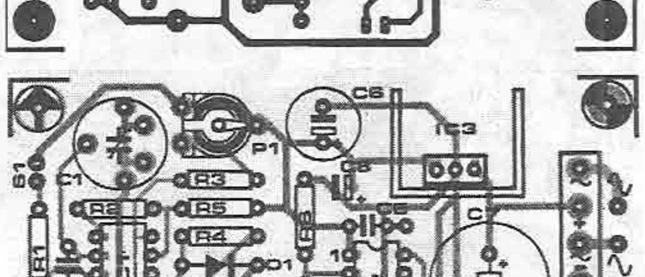
Circuitul integrat U450B este alimentat prin rezistența R5. El are un stabilizator intern cu o tensiune de ieșire de 3,75 V. Mărimea lui R5 determină valoarea curentului de la pinul 3. Aici este fixat un curent puțin mai mare de 1 mA, deoarece pentru valori mai scăzute rezultă un semnal de ieșire distorsionat.

TDA7052 conține un separator de fază și două etaje de putere care, aici, sunt configurate




6V
IC3
7806
B1
B80
C1500
9V
1A
S1
R5
1k5
P1
2M5
C5
100n
C6
220µ
10V
C8
1µ
10V
C7
1000µ
16V
R1
100k
R2
680k
R3
220k
VT
IREF
UB
IC1
U450B
OSC2
IOUT
OSC1
GND
A = 3V75 tipic
IC2
OUT+
VIN
GND
TDA
7052
OUT−
LS1
8Ω
3W
R4
1k
C4
1µ
P2
500Ω
R6
4k7
C1
100p
C2
82p
C3
150n
D1
1N4148
890115 - 11




C6
IC3
P1
C8
C7
S1
C1
R3
R2
R5
R1
R4
D1
C2
P2
C3
C4
LS1
B1

ca amplificator în punte. Prin urmare, difuzorul va fi conectat între cele două borne de ieșire ale lui TDA7052.

Sursa de alimentare trebuie să poată furniza circa 0,5 A, ea fiind construită cu stabilizatorul IC3. În starea de așteptare, circuitul consumă 6,5 mA. Dacă generatorul nostru urmează să înlocuiască o sonerie existentă, este de preferat ca transformatorul de sonerie să fie reținut și utilizat pentru alimentarea montajului.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 100 kΩ
R2 = 680 kΩ
R3 = 220 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5 = 1,5 kΩ
R6 = 4,7 kΩ
P1 = 2,5 MΩ semiregl.
P2 = 500 Ω semiregl.

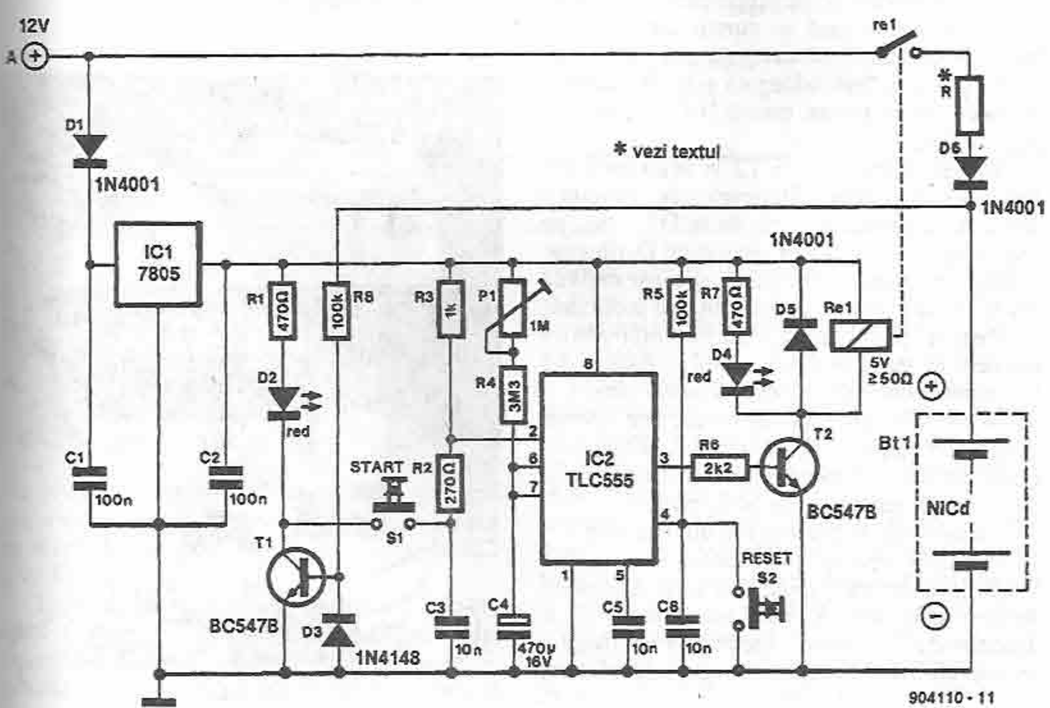
Condensatoare:
C1 = 100 pF trimer
C2 = 82 pF
C3 = 150 nF
C4 = 1 µF
C5 = 100 nF
C6 = 220 µF / 10 V, radial cu terminale de implantare
C7 = 1000 µF / 16 V, radial cu terminale de implantare
C8 = 1 µF / 10 V, radial cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
B1 = 80C1500
IC1 = U450B
IC2 = TDA7052
IC3 = 7806

Diverse:
S1 = buton
LS1 = difuzor 8 Ω / 3 W
Radiator pentru IC3

070 *Încărcător portabil pentru baterii NiCd*

Încărcătorul portabil a fost conceput pentru a oferi modeliștilor amatori posibilitatea de a-și încărca bateriile NiCd de la un acumulator de autovehicul chiar și când se află în aer liber. Tensiunea pentru alimentarea montajului este redresată de IC1.



Când circuitul este conectat la bateria autovehiculului, D2 luminează doar dacă bateria NiCd ce urmează a fi încărcată a fost conectată cu polaritatea corectă. În acest sens, borna „+“ a celulei NiCd este conectată la T1, prin R8. Deoarece chiar și pe bateriile descărcate se mai află o oarecare tensiune, T1 se deschide și D2 luminează.

Numai în cazul conectării cu polaritatea corectă va avea efect apăsarea comutatorului de pornire, S1. În acest caz, tensiunea de colector a lui T1 este teoretic nulă, deci monostabilul IC2 este declanșat de S1. Borna de ieșire (pinul 3) a acestui temporizator CMOS trece astfel în starea H, T2 se deschide și releul Re1 este pus sub tensiune. Începe încărcarea bateriei NiCd, prin R și D6, și se aprinde D6, ceea ce ne arată că încărcarea este în desfășurare. În acest timp se încarcă lent C4, prin P1 și R4. Valoarea acestor componente determină perioada monostabilului IC2 și, astfel, durata de încărcare a bateriei NiCd. Pentru valorile componentelor date în schemă, această durată poate fi reglată, cu P1, între 26 și 33 de minute. Nu scăpați din vedere faptul că acest timp este afectat de curentul de fugă al lui C4; merită efortul de a utiliza, aici, un condensator de bună calitate.

Încărcarea poate fi întreruptă cu ajutorul butonului de resetare S2.

Curentul de încărcare prin bateria NiCd este determinat de valoarea lui R, care poate fi calculată cu formula:

$R = \{12 - (0{,}7 + 1{,}3 \text{ x nr. de elemente}) / I_C\}$ [Ω]

unde I_C reprezintă curentul de încărcare – în cazul nostru, datorită duratei alese pentru încărcare, acesta este dublul valorii nominale a capacității bateriei NiCd.

Rezistența R trebuie să poată disipa o putere de $I_C^2 R$ wați.

În sfârșit, nu uitați să vă asigurați că bateria dumneavoastră NiCd permite încărcarea rapidă și aveți grijă, când efectuați această operație, ca ea să nu depășească o jumătate de oră!

071 *Sursă de curent pentru încărcătorul de baterii portabil*

Încărcătorul de baterii portabil descris în articolul precedent poate fi completat cu o sursă de curent care asigură un curent constant prin bateriile ce sunt încărcate. Această sursă de curent poate fi, însă, adăugată și la alte scheme de încărcătoare pentru baterii NiCd, chiar mai puțin sofisticate.

Tranzistoarele T1 și T2 și rezistența R3 formează un tranzistor Darlington ce primește o tensiune constantă în bază, de la D3. Deci, pe rezistența R din emitorul circuitului Darlington există o tensiune constantă, ceea ce înseamnă că valoarea lui R determină curentul de încărcare.

Rezistența R1 furnizează curentul pentru referința de tensiune D3. LED-ul înseriat cu R1 indică dacă bateriile au fost conectate corect.

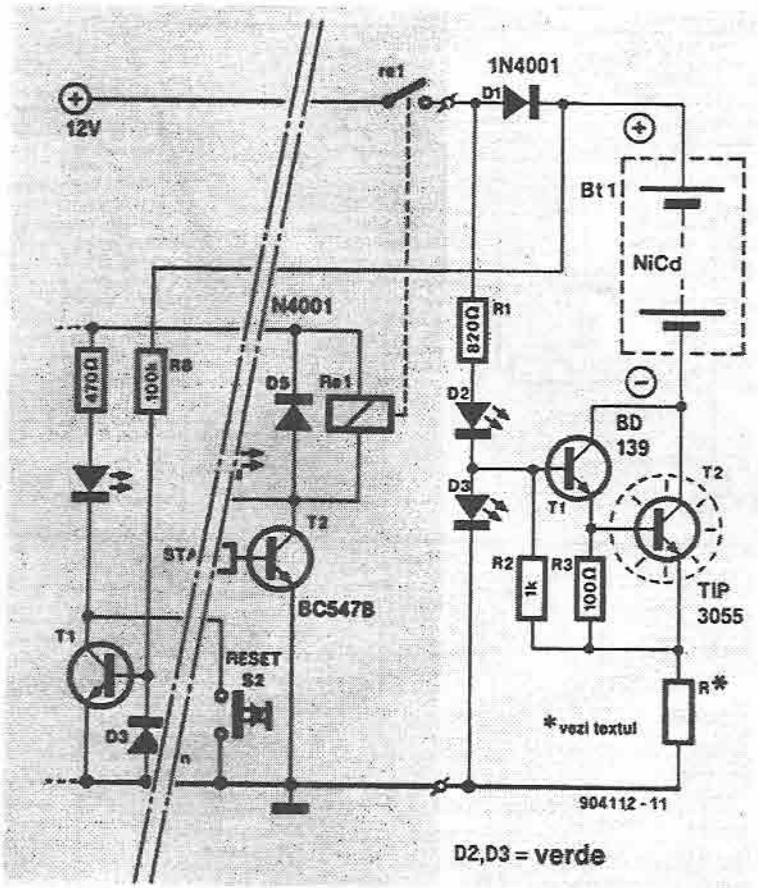
În cazul în care sursa de curent este folosită în asociere cu încărcătorul portabil, D2 poate fi omis, pentru că respectivul încărcător este deja prevăzut cu verificator de polaritate.

Valoarea lui R poate fi calculată astfel:

R = 0,7 / curentul de încărcare.

Și în acest caz trebuie să se țină cont de puterea disipată pe R, care are valoarea $I_C^2 R$. Tranzistorul T2 trebuie montat pe un radiator termic, ale cărui dimensiuni depind de numărul bateriilor NiCd conectate în serie și de curentul ce se stabilește prin ele.





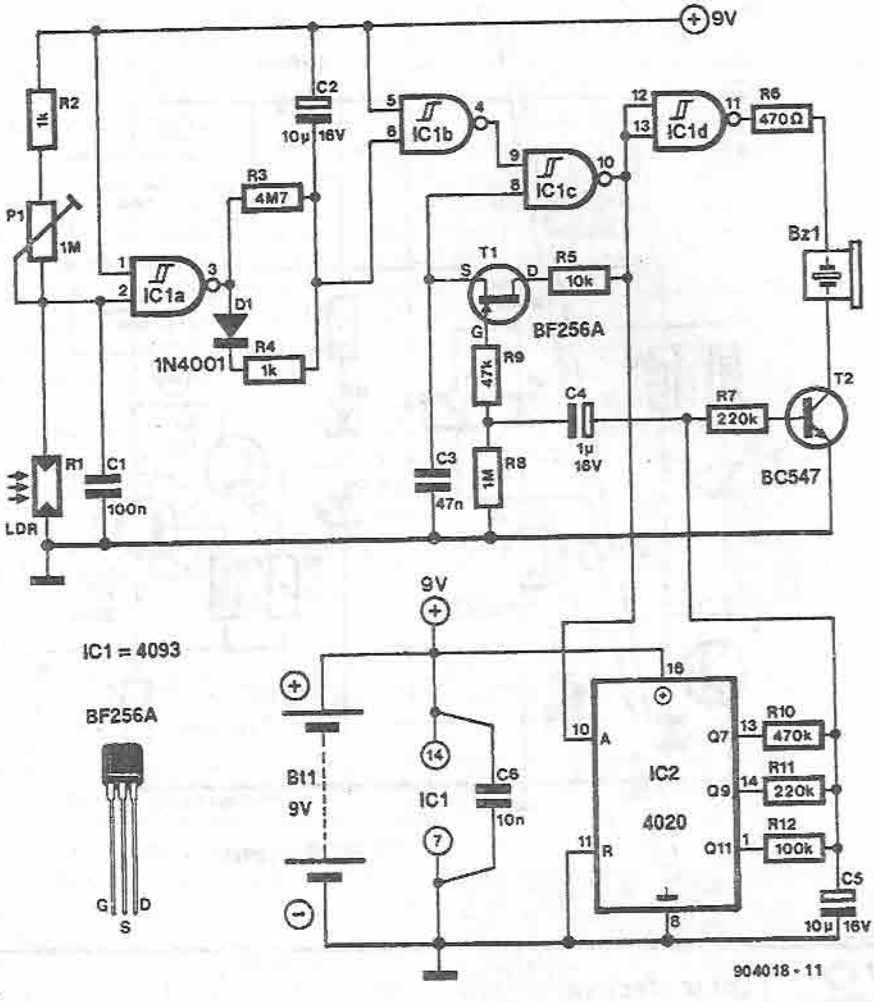
072 Țânțar electronic

Montajul se comportă ca un țânțar adevărat: imediat ce se întunecă, acesta începe să bâzâie în mod supărător. Cum se luminează, el redevine mut, astfel că, la fel ca în cazul țânțarului veritabil, este foarte greu de reperat.

Tensiunea la pinul 2 al lui IC1a determină dacă țânțarul este activ sau nu. Nivelul acestei tensiuni depinde de rezistența fotovaristorului R1 și de reglajul cu P1. Dacă nivelul este mai mare decât pragul de declanșare, pinul 3 trece în starea L, ceea ce duce la încărcarea lui C2 prin R3.

Durează aproximativ 90 de secunde până când C3 de va încărca complet și, în acest interval, pinul 6 al lui IC1b va fi în starea H. Imediat ce tensiunea la acest pin scade sub pragul inferior al lui IC1b, ieșirea porții (pinul 4) trece în starea H. Ca urmare, IC1c începe să oscileze. La ieșirea oscilatorului va fi produs un semnal dreptunghiular, care va fi trecut prin bufferul IC1d și apoi aplicat buzerului. Buzerul va funcționa atâta vreme cât T2 este deschis. Ieșirea oscilatorului este utilizată și ca tact pentru numărătorul binar pe 14 biți, IC2. Semnalele ce rezultă la ieșirile Q7, Q9 și Q11 ale acestui integrat sunt însumate și utilizate pentru comanda lui T2. Ca urmare, tonul bâzâitului nu va fi continuu, ci complet aleator. Acest semnal aleator este folosit și de T1 pentru a influența, într-o oarecare măsură, ieșirea lui IC1c.

De îndată ce se luminează, potențialul la pinul 2 al lui IC1a scade, ceea ce determină



descărcarea rapidă a lui C2, prin D1 și R4, astfel încât oscilatorul se blochează imediat.

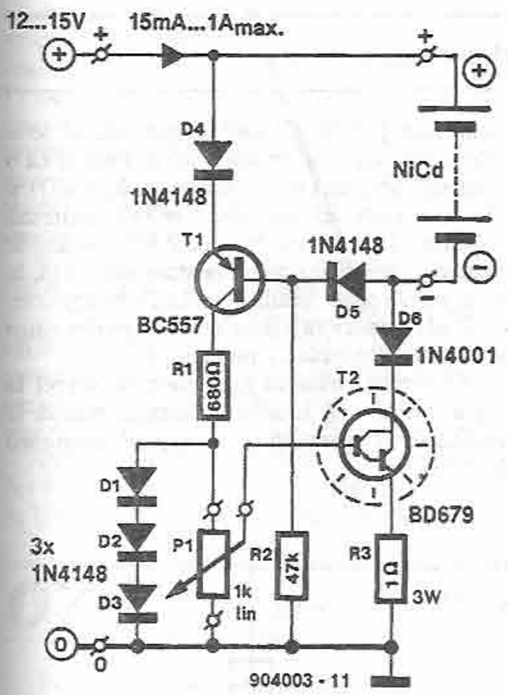
Curentul ce se stabilește prin circuit este de numai 2-5 mA, astfel încât, dacă folosim o baterie de 9 V, aceasta va avea o durată de funcționare destul de lungă.

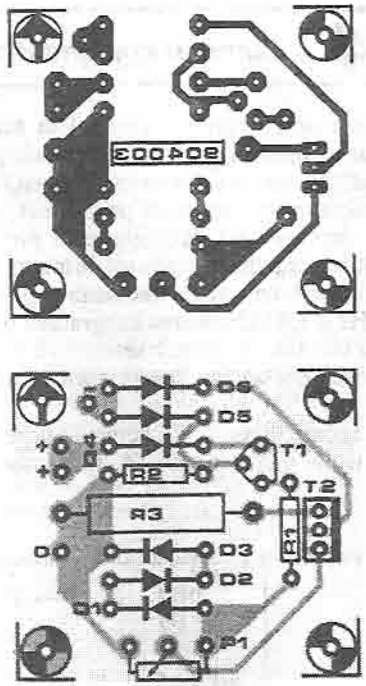
073 Încărcător special pentru baterii NiCd

Cu valorile componentelor date în schemă, acest încărcător permite încărcarea simultană a maximum șapte baterii NiCd conectate în serie. Acest număr poate fi crescut dacă se mărește tensiunea de alimentare cu circa 1,65 V pentru fiecare baterie sumplimentară. În condițiile în care T2 este montat pe un radiator termic adecvat, tensiunea la intrare poate fi mărită până la maximum 25 V.

Spre deosebire de multe dintre încărcătoarele convenționale de baterii NiCd care există în comerț, cel prezentat aici oferă și protecție contra inserării accidentale de polaritate. Această calitate a sa presupune că, atunci când bornele bateriei sunt conectate greșit la încărcător, nu se va stabili nici un curent de încărcare.

O altă calitate utilă a încărcătorului este aceea că el nu constituie o sarcină pentru baterie dacă





este deconectat de la sursa de alimentare.

În mod obișnuit, bateriile NiCd se încarcă într-o perioadă de 14 ore, la un curent egal cu o zecime din capacitatea bateriei. Cu alte cuvinte, o baterie de 500 mAh este de obicei încărcată la 50 mA, timp de 14 ore. În condiții obișnuite, o ușoară depășire a acestui timp de încărcare nu va avea efecte negative asupra bateriei. Totuși, dacă valoarea curentului este mai mare decât cea indicată, timpul de încărcare trebuie redus în mod proporțional, pentru a preveni avarierea elementelor bateriei.

Nivelul curentului de încărcare este controlat cu semireglabilul P1, în intervalul 0 mA ÷ 1 A. Curentul poate fi măsurat cu un voltmetru conectat în paralel cu R3, care, pentru a evita calculele suplimentare, are valoarea, convenabilă, de 1 Ω.

Modul de funcționare a circuitului este simplu. Tranzistorul T1 este deschis, când bateria este conectată cu polaritatea corectă și, de asemenea, dacă bornele de ieșire sunt în gol. Curentul de colector al acestui tranzistor determină o tensiune de referință de circa 2,1 V pe diodele D1-D3. O parte a acestei tensiuni este aplicată pe tranzistorul Darlington, prin P1. Rezistența din emitătorul lui T3, R3, determină curentul constant. Rețineți că T2 trebuie montat pe un radiator.

În caz că vă este greu să procurați un BD 679, acesta poate fi înlocuit cu orice Darlington npn de putere medie, având parametrii de ieșire (tensiune de colector / curent de colector) la nivelul a 30 V și 2 A.

Micșorând valoarea lui R3, curentul maxim de ieșire poate fi mărit la peste 1 A. Montajul consumă un curent de repaus 15 mA la 12 V.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 680 Ω
R2 = 47 kΩ
R3 = 1 Ω / 3 W
P1 = 1 kΩ potențiometru liniar

Semiconductoare:
D1-D5 = 1N4148
D6 = 1N4001
T1 = BC557B
T2 = BD679

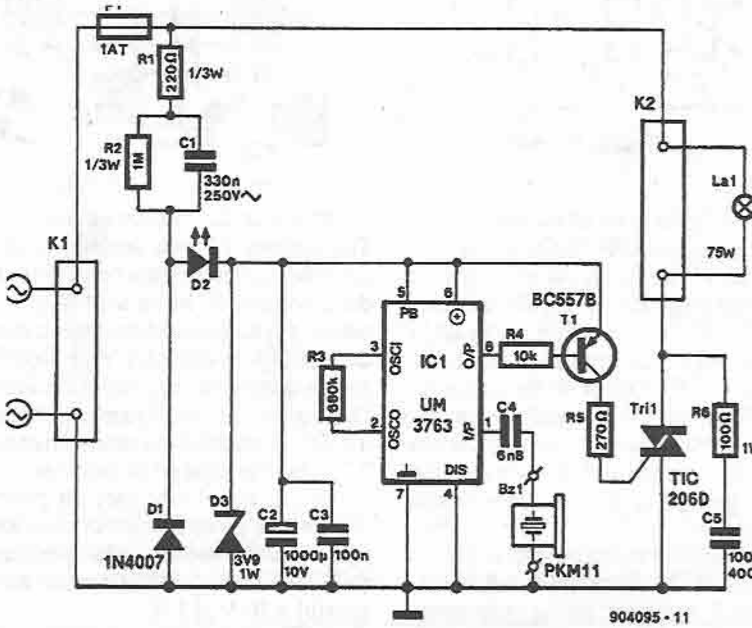
Diverse:
Radiator pentru T2

074 Iluminat comandat prin fluierat

Instalația de iluminat conectată la acest circuit poate fi aprinsă sau stinsă pur și simplu prin fluierat. „Inima" acestui montaj îl constituie IC1, un comutator comandat prin sunet, tip UM3763, produs de UMC. Buzerul piezoceramic, Bz1, este utilizat aici cu rol de microfon. Când el captează un ton cu frecvența cuprinsă între 1,2 kHz și 1,8 kHz, ieșirea integratului IC1, pinul 8, va bascula. Aceasta înseamnă că becul se stinge dacă era aprins, sau se aprinde dacă era stins.

Pentru a controla becul, IC1 comandă un triac, prin intermediul tranzistorului T1. Tensiunea de alimentare pentru IC1 este preluată direct de la rețea, reactanța condensatorului acționând ca o rezistență serie cu pierderi scăzute. Diodele D1 și D2 formează un redresor, iar D3 limitează tensiunea la valoarea de circa 3,9 V. Având în vedere că tensiunea de alimentare este mică, în locul lui D2 poate fi utilizat un LED. În acest caz, LED-ul respectiv va fi și un indicator pentru starea de funcționare/repaus a montajului.

Deoarece circuitul este conectat direct la rețea, trebuie să acordați o atenție mărită la realizarea lui practică și, în special, asigurării izolației.



075 Comanda rotirii în sens orar sau antiorar a motoarelor de c.c.

Această schemă simplă, bazată pe patru tranzistoare Darlington, permite rotirea unui motor de c.c. fie în sens orar, fie antiorar, la comanda a două semnale digitale furnizate, de exemplu, de un calculator.

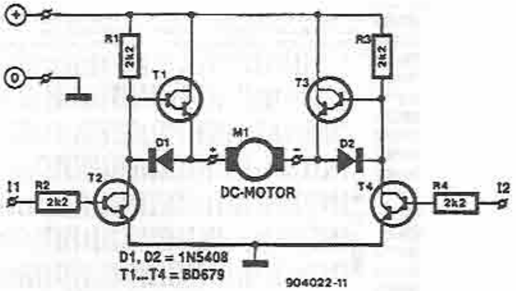
Așa cum se poate vedea și din figură, montajul constă din două secțiuni identice. Oprindu-ne asupra celei din stânga, observăm

că, atunci când la intrarea I1 este aplicată o tensiune de nivel H (+5 V), tranzistorul T2 se deschide și, prin D1, curentul se închide la masă. T1 este blocat, deoarece polaritatea pe baza sa este negativă față de emitor, datorită căderii de tensiune pe diodă (–0,6 V). Când la I1 este aplicat un nivel logic L (0 V), T2 este blocat și T1 primește curent de bază, prin R1. Motorul absoarbe curent prin T1.

Secțiunea din partea dreaptă a schemei funcționează într-un mod similar.

Aplicând niveluri logice diferite la intrări, adică, logic H la I1 și logic L la I2, sau viceversa, putem face ca motorul să se rotească în sens orar sau antiorar, după caz. Când nivelurile la intrări sunt identice, motorul rămâne în repaus.

Pentru valorile indicate ale componentelor, pot fi comandate motoare de până la 45 V și 2 A. Totuși, la curenți de peste 0,5 A, tranzistoarele



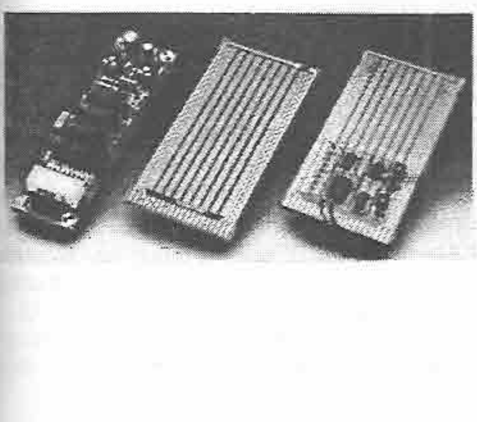
trebuie prevăzute cu radiatoare termice.

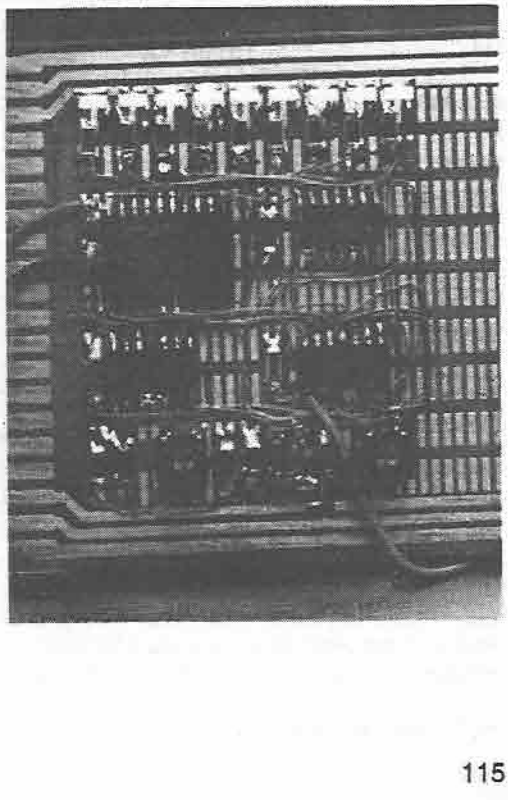
Montajul poate fi utilizat pentru a comanda turația motorului prin impulsuri modulate în durată. Acest lucru presupune un nivel constant la una dintre intrări (în funcție de sensul de rotație), în timp ce impulsurile sunt aplicate la cealaltă intrare.

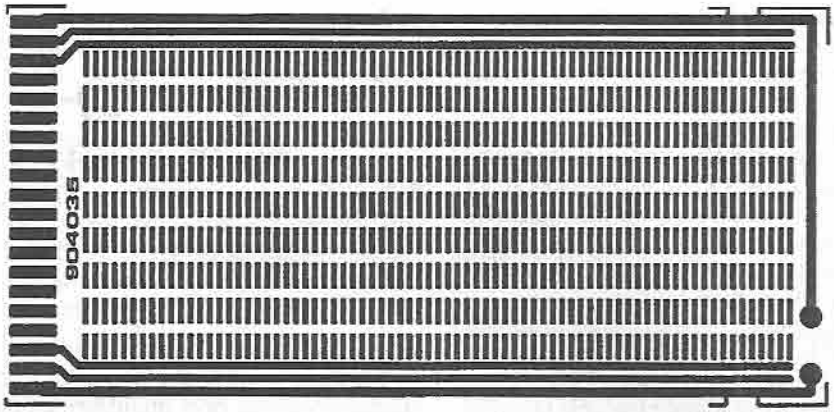
076 Placă pentru prototipuri SMT

Pe măsură ce tot mai mulți pasionați de electronică par să-și fi depășit reținerile inițiale, neîncrederea și teama de a lucra cu componente realizate în tehnologie SMT (surface-mount technology), apare o creștere continuă a cererii pentru plăci universale, care să permită asamblarea rapidă și sigură a montajelor prototip cu SMT-uri.

Deoarece componentele SMT nu au terminale din sârmă, ele pot fi conectate numai prin lipire directă, cu cositor, pe insulele de cupru ale plăcii. Placa prezentată în figurile alăturate are insule astfel amplasate încât, practic, să permită montarea oricărui tip de componentă SMT.





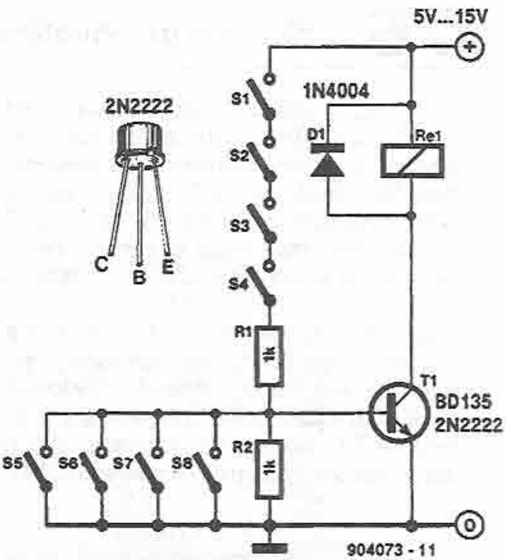


077 *Broască prevăzută cu cod simplu*

Această încuietoare cu cod este de o concepție remarcabilă, întrucât se bazează pe o singură componentă activă. Tastatura poate fi procurată din comerț, fiind o membrană cu senzori sau un set de opt butoane distincte. Patru dintre butoane sunt conectate în serie (cele notate cu S1 ÷ S4 în schemă), între plusul alimentării și baza tranzistorului T1, printr-o rezistență de 1 kΩ.

Celelalte patru butoane (notate cu S5 ÷ S8 în schemă) sunt conectate în paralel, împreună cu R2, între baza lui T1 și borna de masă. Bobina releului va fi pusă sub tensiune doar dacă S1-S4 sunt apăsate, în timp ce nici unul dintre butoanele S5-S8 nu este apăsat. Rețineți că, dacă cel puțin un buton din acest al doilea grup este apăsat, baza tranzistorului va fi pusă la masă, lucru ce va face imposibilă apariția unui curent de colector de valoare semnificativă. De asemenea, dacă unul dintre butoanele S1-S4 este apăsat, tranzistorul nu va primi curent de bază și va fi menținut blocat de către R2.

Codul prin care poate fi pus sub tensiune releul este stabilit prin conectarea butoanelor într-un anumit fel, cu ajutorul unor conductoare. Poate fi concepută și o variantă cu mai puține butoane, dar aceasta va prezenta o siguranță mai scăzută.



Tensiunea de alimentare utilizată va fi egală cu tensiunea de lucru a releului folosit. Un tranzistor de tipul BD135 va putea comuta până la 0,5 A, în timp ce un 2N2222 lucrează până la 0,2 A.

078 Bistabil comandat mecanic

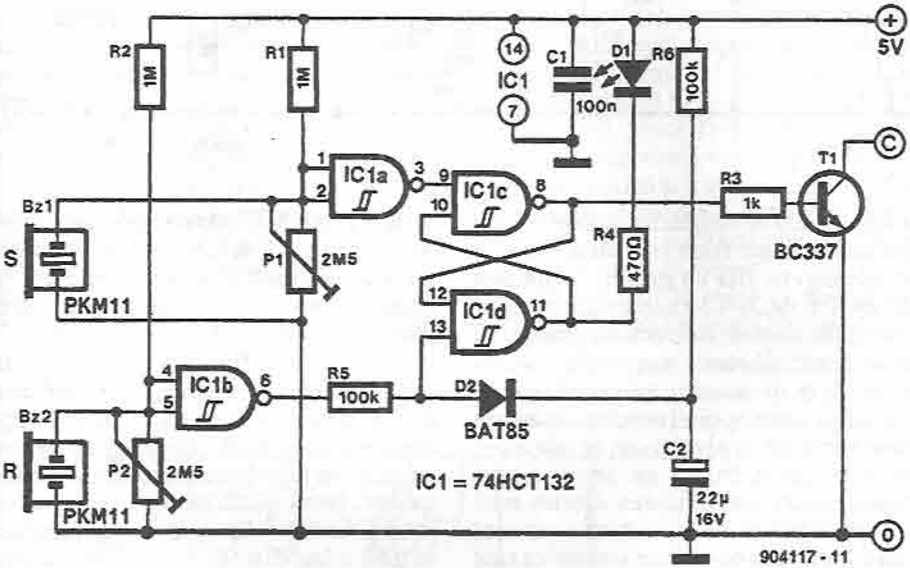
Acest bistabil, cu setarea și resetarea realizate mecanic, își găsește aplicație, printre altele, la dispozitivele antifurt și la intersecțiile de cale ferată pentru trenulețul electric de jucărie.

Traductoarele sunt formate din buzerele Bz1, care setează bistabilul, și Bz2, care îl resetează. Sensibilitatea lor se reglează cu P1 și, respectiv, P2. Semireglabilele sunt corect reglate în poziția în care ieșirile bufferelor IC1a și IC1b sunt la limita de basculare din H în L, sau viceversa.

Dacă reglajele s-au efectuat corect, o lovire ușoară a buzerului Bz1 va duce la setarea bistabilului. Aceasta va determina deschiderea lui T1, ceea ce va permite, de exemplu, ca un releu să fie pus sub tensiune. Simultan, D1 se aprinde.

O lovire ușoară a buzerului Bz2 sau a locului pe care se află amplasat acesta, va reseta bistabilul, moment în care D1 se stinge și T1 se blochează.

Bistabilul consumă un curent de numai 12 mA (aproximativ), din care cea mai mare parte trece prin LED. Condensatorul C2 face ca bistabilul să fie resetat la conectarea sursei de alimentare: după acest moment, LED-ul trebuie să se stingă.

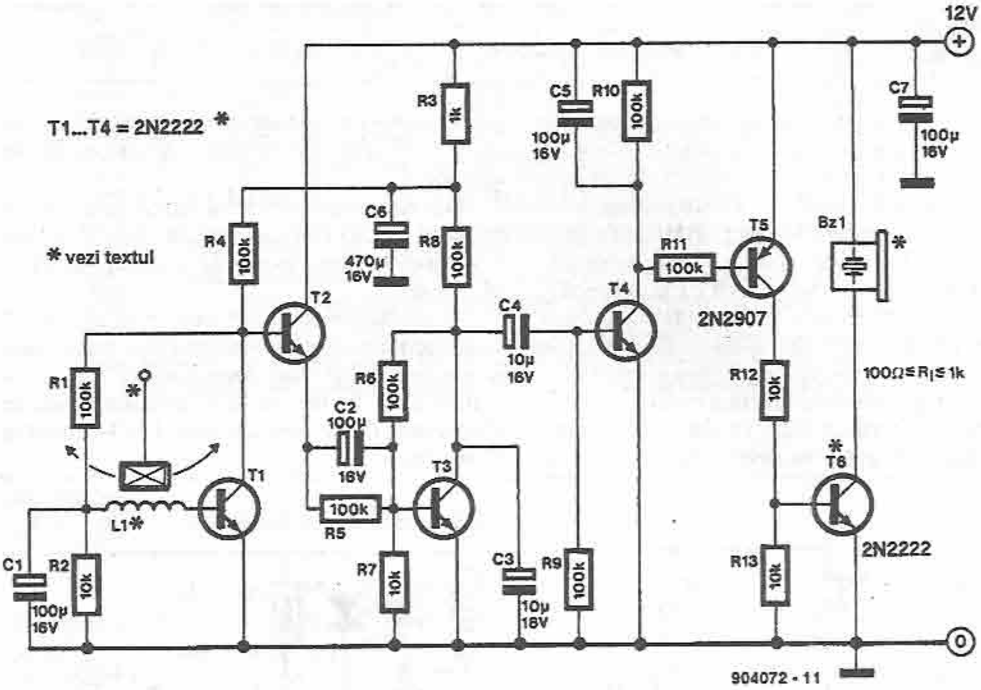


079 Detector de mișcare cu consum redus

Acest detector de mișcare, extrem de sensibil, a fost proiectat cu tranzistoare bipolare și are un consum de numai 0,3 mA în starea de așteptare. Inițial, a fost gândit ca un echipament de protecție, dar poate fi utilizat, de asemenea, în anumite jocuri.

Detectoarele mecanice de mișcare nu reacționează decât atunci când se produc modificări relativ mari ale vitezelor sau vibrații care să poată pune în mișcare o bandă metalică prevăzută cu o contragreutate adecvată. Detectorul prezentat în acest articol este mult mai sensibil: a mișca un obiect care se află sub protecția lui este o adevărată provocare, câtă vreme chiar și cea mai atentă încercare de a face acest lucru este penalizată prin intrarea în acțiune a unui buzer.

Și totuși, concepția schemei se bazează pe



un principiu extrem de simplu: la câțiva milimetri deasupra bobinei unui releu (ale cărui contacte nu sunt folosite) se află un magnet, suspendat cu un fir subțire, de 20 ÷ 30 mm lungime. Chiar și cea mai slabă mișcare a obiectului protejat va produce o dezechilibrare a magnetului. Modificările produse de aceasta asupra câmpului magnetic din preajma bobinei releului vor induce o tensiune variabilă de nivel redus în bobină.

Deși s-ar putea folosi un amplificator operațional pentru amplificarea acestei mici tensiuni, variantele care să combine consumul scăzut cu alimentarea de la surse asimetrice sunt rare și costisitoare.

Din acest motiv, schema pe care o prezentăm utilizează tranzistoare bipolare discrete, care sunt ușor de procurat, consumă un curent mic și nu sunt scumpe. Primul etaj constă dintr-un montaj emitor comun cu reglare automată. Rezistențele de colector și cele din puntea de reglare au valori mai mari decât cele obișnuite.

Reacția prin punte asigură stabilitatea funcționării lui T1. Oricărei creșteri a tensiunii de colector i se va opune o creștere a curentului bază-emitor și, invers, oricărei scăderi a tensiunii de colector i se va opune o micșorare a curentului bază-emitor. Ca urmare, tensiunea de colector se va stabiliza la o valoare corespunzătoare unei tensiuni pe bază de circa 0,6 V. Condensatorul C1 temporizează acțiunea imediată a reacției negative atunci când tensiunea de colector se modifică rapid.

Ușoara modificare a tensiunii induse în bobina releului este amplificată în mod apreciabil de T1, deoarece condensatorul C1 împiedică reglarea automată. Impedanța de ieșire a primului etaj este foarte mare, lucru ce reprezintă, evident, prețul plătit pentru a obține un consum scăzut. Ar fi deci lipsit de sens ca următorul etaj să aibă o impedanță de intrare mică, pentru că acest lucru ar afecta negativ amplificarea generală.

Din acest motiv, după T1 urmează un repetor pe emitor, T2, ce face adaptarea între T1 și T3. Rezistența R5 permite o descărcare parțială a lui C2, dacă T2 este blocat de reducerea semnalului de ieșire al lui T1. Din cauză că această rezistență, datorită cerinței impuse, de consum scăzut, are o valoare mare, montajul va atinge sensibilitatea sa maximă cam la 10 secunde după detectarea ultimei mișcări. Acesta este timpul necesar pentru ca sarcina de pe condensatorul C2 să se stabilizeze.

Detecția propriu-zisă este executată de T4, care se deschide atunci când variațiile de tensiune

din amplificator, după ce au trecut prin C4, ating un nivel de 0,6 V. Saturarea lui T4 duce la încărcarea instantanee a lui C5. Acest condensator se va descărca parțial prin R10 și R11, peste baza lui T5, atunci când T4 se blochează din nou. Când C5 se descarcă, T5 este deschis și acest lucru va face ca T6 să conducă. La rândul său, el va acționa , de exemplu, sarcina unui buzer, din colectorul lui T6.

Sensibilitatea detectorului depinde într-o mare măsură de distanța dintre magnet și releu și de lungimea „pendulului".

Dacă montajul este alimentat de la baterie, apare o mică problemă: ea are o rezistență internă mare. Acest lucru înseamnă că tensiunea de alimentare poate varia și cu zecimi de volt dacă valoarea curentului crește brusc. Dacă buzerul s-a oprit după o detecție, această situație poate conduce la redeclanșarea circuitului și, astfel, apar oscilații nedorite. Pentru a preveni incidente de acest gen, alimentarea etajului de amplificare este decuplată prin R3 și C6.

080 *LED clipitor, economic*

Posibilitatea de reglare a frecvenței de pâlpâire a LED-ului, și o valoare deosebit de mică a curentului absorbit, fac din acest montaj un dispozitiv ideal pentru utilizare ca indicator activ/inactiv – mai ales când puterea bateriei este esențială – sau ca alarmă falsă pentru autoturism.

Tranzistoarele T1 și T2 formează un oscilator de relaxare, a cărui frecvență poate fi reglată între 1 Hz și 10 Hz, cu ajutorul lui P1.

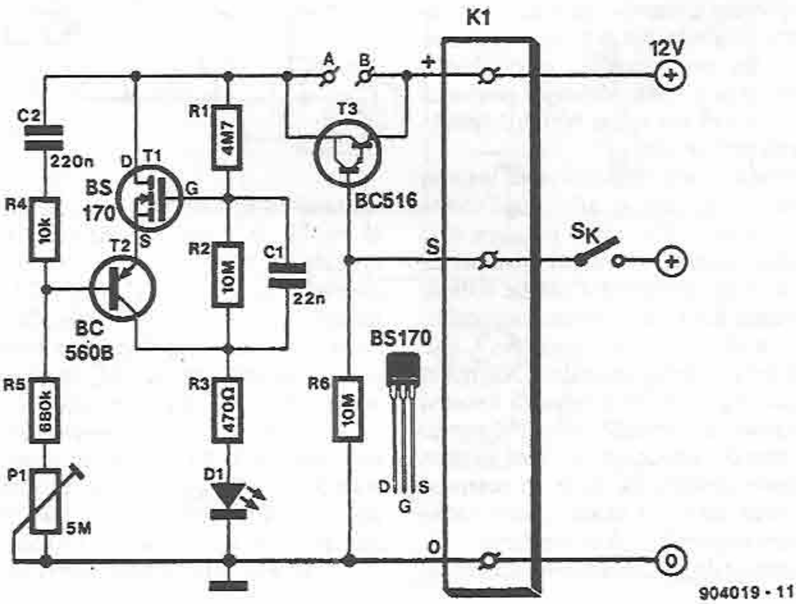
Perioada cât LED-ul stă aprins este cam de 5 ms, putând astfel conduce un curent de valoare relativ mare și deci să producă impulsuri luminoase intense.

Din cauza factorului de umplere scăzut, de 0,005 la 1 Hz și 0,05 la 10 Hz, curentul mediu ce se stabilește prin circuit este cuprins între 0,1 mA și 1 mA, la o tensiune de alimentare de 12 V. Aceste valori sunt comparabile cu cele întâlnite la LED-urile clipitoare speciale, de mare eficiență, care, în mod obișnuit, solicită un curent mediu de 2 mA, în funcție de rezistența lor serie.

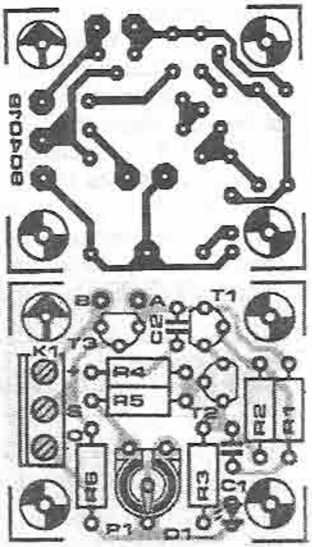
Montajul poate fi folosit la tensiuni de alimentare cuprinse între 6 V și 15 V.

Rezistența R6 și tranzistorul T3 pot fi omise, caz în care se montează o punte conductoare între „A" și „B", dacă montajul este utilizat doar ca indicator al stării „conectat".

Dacă circuitul lucrează ca alarmă de autoturism, T3 este blocat atunci când contactul cheii



Sk este închis. Ca urmare, prin oscilator avem un curent ce nu depășește 2 μA, deci LED-ul nu pâlpâie. Cand Sk este deschis, T3 primește curent pe bază prin R6, începe să conducă și activează oscilatorul.



Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 4,7 MΩ
R2, R6 = 10 MΩ
R3 = 470 Ω
R4 = 10 kΩ
R5 = 680 kΩ
P1 = 5 MΩ semireglabil

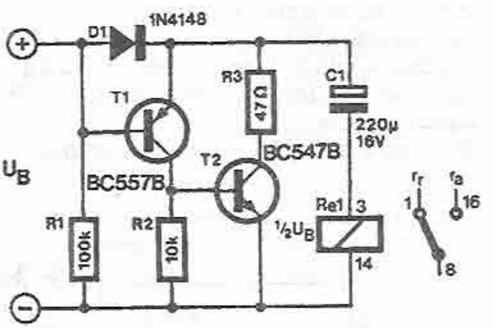
Condensatoare:
C1 = 22 nF
C2 = 220 nF

Semiconductoare:
D1 = LED roșu, diametru 5 mm
T1 = BS170
T2 = BC560B
T3 = BC516

Diverse:
K1 = conector cu 3 borne, cu montare pe cablaj

081 *Releu monostabil, economic*

Un releu monostabil are două stări: operativă, când prin bobina sa circulă un curent destul de mare, și de repaus, când nu circulă nici un curent. Un contact de releu care să se mențină într-o anume poziție după ce montajul a fost pus sub tensiune este necesar în multe aplicații și, evident, multe relee lucrează astfel. Totuși, faptul că marea majoritate a acestor relee necesită un curent de alimentare de 50 mA sau chiar mai mult, înlătură, în mod obișnuit, posibilitatea alimentării lor de la baterie. Montajul prezentat aici, care utilizează un releu bistabil, poate rezolva această problemă.



904104-11

În mod normal, contactul unui releu bistabil rămâne în poziția în care se află, după întreruperea alimentării. Circuitul pe care vi-l prezentăm face, totuși, ca releul bistabil să reacționeze ca unul cu o singură poziție stabilă, și aceasta la valori foarte modeste ale curentului.

Când montajul este pus sub tensiune, C1 se încarcă prin D1 și prin bobina releului. Ca urmare, curentul ce parcurge bobina determină trecerea contactului releului într-una din cele două poziții ale sale. Căderea de tensiune pe D1 face ca baza lui T1, în aceste condiții, să fie la un potențial pozitiv mai mare decât cel al emitorului, astfel încât T1, și prin urmare T2, să se blocheze.

Când tensiunea de alimentare este întreruptă, emitorul lui T1 este conectat la terminalul pozitiv al lui C1, în vreme ce baza este conectată la minusul condensatorului, prin R1 și bobina releului. Ca urmare, T1, deci și T2, se deschid, iar condensatorul C1 se va descărca prin R3 și releu. Curentul se închide prin bobina releului și apoi își schimbă sensul, determinând astfel contactul să-și schimbe poziția.

În acest mod, releul cu două poziții stabile reacționează exact ca unul cu o singură poziție stabilă, având, în plus avantajul unui curentul operațional determinat de R1, valoarea lui ridicându-se, aici, la numai 130 μA.

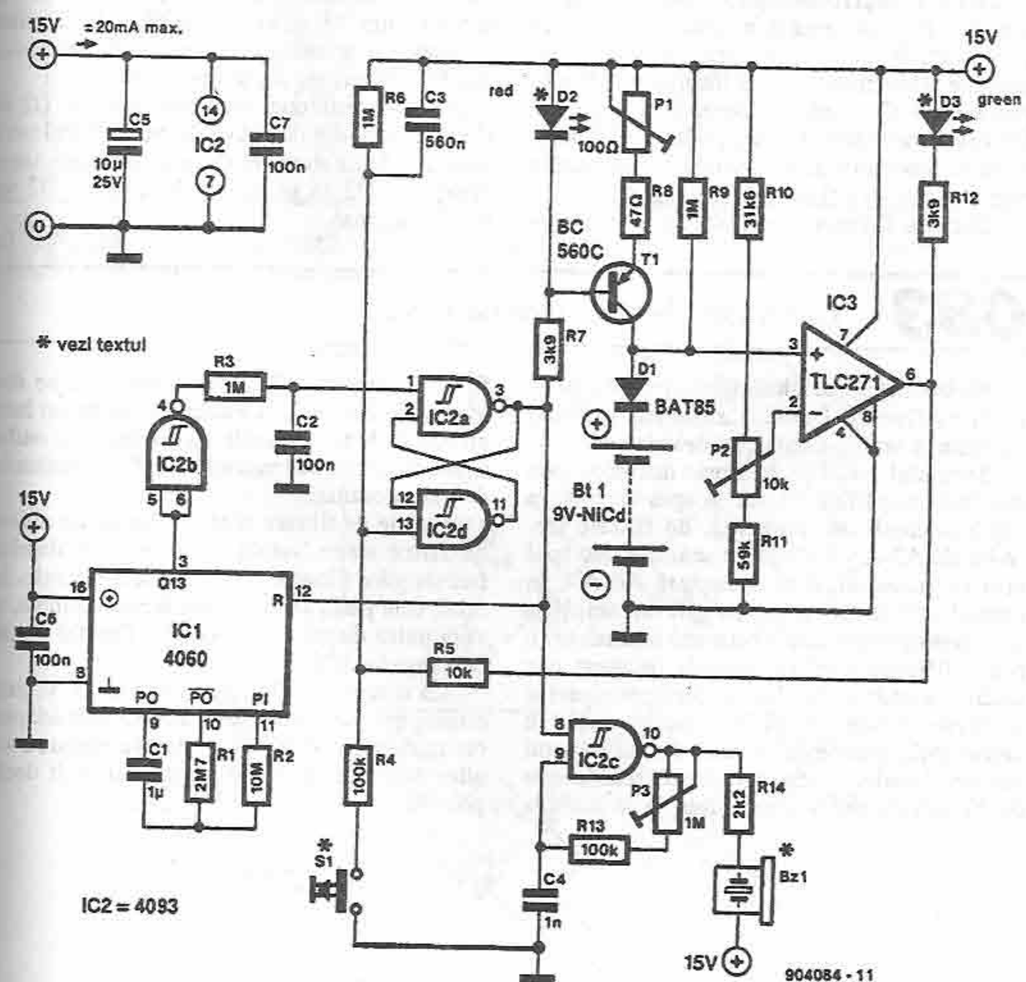
Pentru o funcționare corectă, tensiunea

nominală a bobinei releului trebuie să reprezinte 65-75% din tensiunea de alimentare. La prototip s-au utilizat un releu de 9 V și o baterie de alimentare de 12 V.

082 Încărcător pentru baterii NiCd de 9 V

În mod normal, bateriile nichel-cadmiu ar trebui să fie încărcate la 1/10 din capacitatea lor exprimată în Ah. Capacitatea uzuală a unei baterii NiCd de 9 V este de 110 mAh și, deci, bateria de acest tip ar trebui încărcată în circa 10 h. Totuși, eficacitatea încărcării este doar de circa 70% și, ca urmare, durata reală a încărcării trebuie să fie de ordinul a 14 ore. La încărcătorul prezentat aici, timpul este măsurat de IC1, al cărui oscilator este reglat pe o frecvență de 1/6 Hz, permițând ca ieșirea Q13 să treacă în starea logică H după 14 h.

Când Q13 devine logic H, pinul 1 al lui IC2 trece în starea L, ceea ce duce la resetarea bistabilului IC2a-IC2d. În același timp, pinul 3 al lui IC2 devine logic H și, ca urmare, tensiunea din baza sursei de curent T1 devine egală cu tensiunea de alimentare. Acest lucru duce la blocarea tranzistorului, ceea întrerupând curentul de încărcare.



Pornirea ciclului de încărcare se face cu S1 sau prin intermediul etajului de detecție realizat cu IC3. Acest etaj permite ca bateriile abandonate în încărcător să fie din nou încărcate la capacitatea maximă dacă între timp s-au descărcat de la sine. Astfel, se asigură ca bateriile să fie întotdeauna încăcate la maximum. Tensiunea la care bateria se consideră descărcată este reglată cu P2, de exemplu, la 8,4 V. La valoarea considerată trebuie adăugată căderea de tensiune de pe D1. Această diodă are rolul de a preveni descărcarea bateriei chiar prin montajul de încărcare, în cazul în care „cade" sursa de alimentare.

Etajul de detecție are și rolul ca, imediat ce o baterie parțial sau complet descărcată, este conectată la încărcător, să înceapă ciclul de încărcare.

Chiar și în cazul în care sursa de curent este blocată, prezența rezistenței R9 asigură ca pinul 3 al lui IC3 să „rețină o anumită tensiune pozitivă". În aceste condiții, rezistența va menține și un curent slab de încărcare (5-6 μA) prin baterie. Ca urmare, căderea de tensiune pe D1 va descrește până la aproape 100 mV și acest lucru va coborî nivelul de tensiune la care bateria este considerată a fi complet descărcată.

Dacă se folosește metoda de a utiliza și încărca alternativ două baterii, valoarea lui R9 poate fi redusă la 1 kΩ. Autodescărcării bateriei i se va opune, în acest caz, o încărcare intermitentă, cu numai 5 ÷ 6 mA.

Curentul de încărcare este fixat la 11 mA, cu P1, ținând cont de indicația unui miliampermetru înseriat cu bateria.

La încheierea ciclului de încărcare, va suna buzerul Bz1. Cu ajutorul lui P3 putem regla generatorul de semnal dreptunghiular IC2c, astfel încât să obținem o tonalitate adecvată a buzerului. Dacă scurtcircuităm pinul 8 al lui IC2 la masă, prin intermediul unui comutator, buzerul va fi redus la tăcere. Dacă preferați, puteți înlocui buzerul cu un LED. Rolul de a limita curentul prin buzer, respectiv LED, îl are R14.

Dioda D2 se aprinde doar când se stabilește un curent de încărcare: dacă nu este conectată nici o baterie, sau dacă există un contact prost, curentul prin R7, de valoare mică, va determina o cădere de tensiune de numai 1 V pe diodă, insuficientă pentru a o aprinde.

Când bateria conectată este defectă, D2 și D3 se aprind, dar buzerul nu sună. În cazul unei baterii în bună stare, va trece un oarecare timp înainte ca D3 să se stingă, în timp ce D2 va rămâne aprinsă.

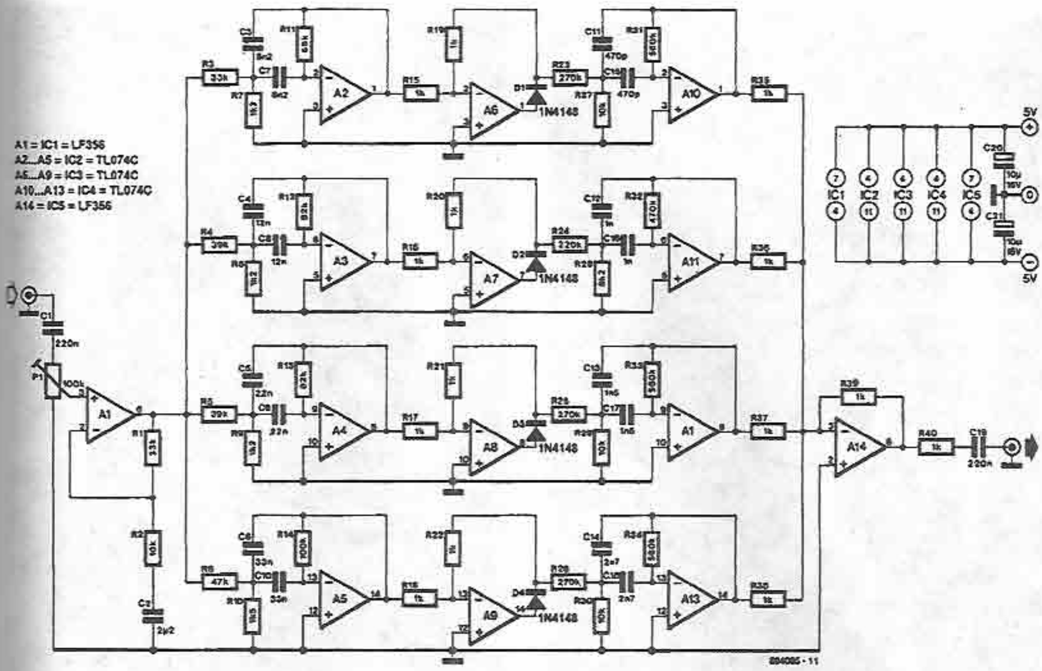
083 Generator de efect Donald Duck

Nu este nevoie să inhalați heliu pentru a putea vorbi ca Donald Duck. E suficient să lăsați lucrurile în seama montajului descris aici.

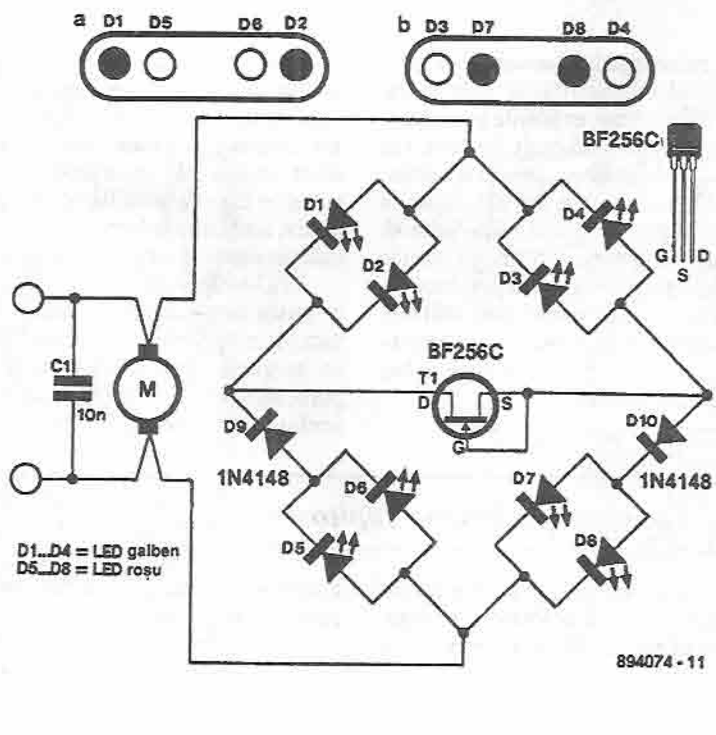
Semnalul vocal preluat prin microfon este mai întâi amplificat în A1 și apoi divizat, în patru domenii de frecvență, de filtrele trece-bandă A2-A5. Cele patru semnale trec apoi prin redresoarele semialternanță A6-A9. În timpul semialternanței negative, amplificatoarele operaționale inversează semnalele cu o amplificare unitară, întucât în acest caz diodele conduc. Pe durata semiperioadelor pozitive, diodele sunt în stare blocată. În consecință, frecvența semnalului în punctul comun diodelor și rezistențelor de reacție este dublă față de cea a semnalului de la intrarea filtrului respectiv. Aceasta explică de ce domeniul de frecvență a trebuit să fie divizat într-un număr de subdomenii: cu cât sunt mai multe subdomenii, cu atât mai mici vor fi distorsiunile de intermodulație.

Etajele de filtrare sunt urmate de un alt set de filtre trece-bandă, acordate pe dublul frecvențelor filtrelor ce preced redresoarele. În final, cele patru semnale vor fi recombinate, și vom putea dispune de vocea tip Donald Duck la ieșirea lui IC5.

La o tensiune de alimentare de 5 V, prin montaj trece un curent de 50 mA. Un mic adaptor de maximum 5 V, conectat la rețeaua de alimentare, va fi, în acest caz, mai mult decât potrivit.



084 *Lumini față/spate pentru trenulețe electrice de jucărie*





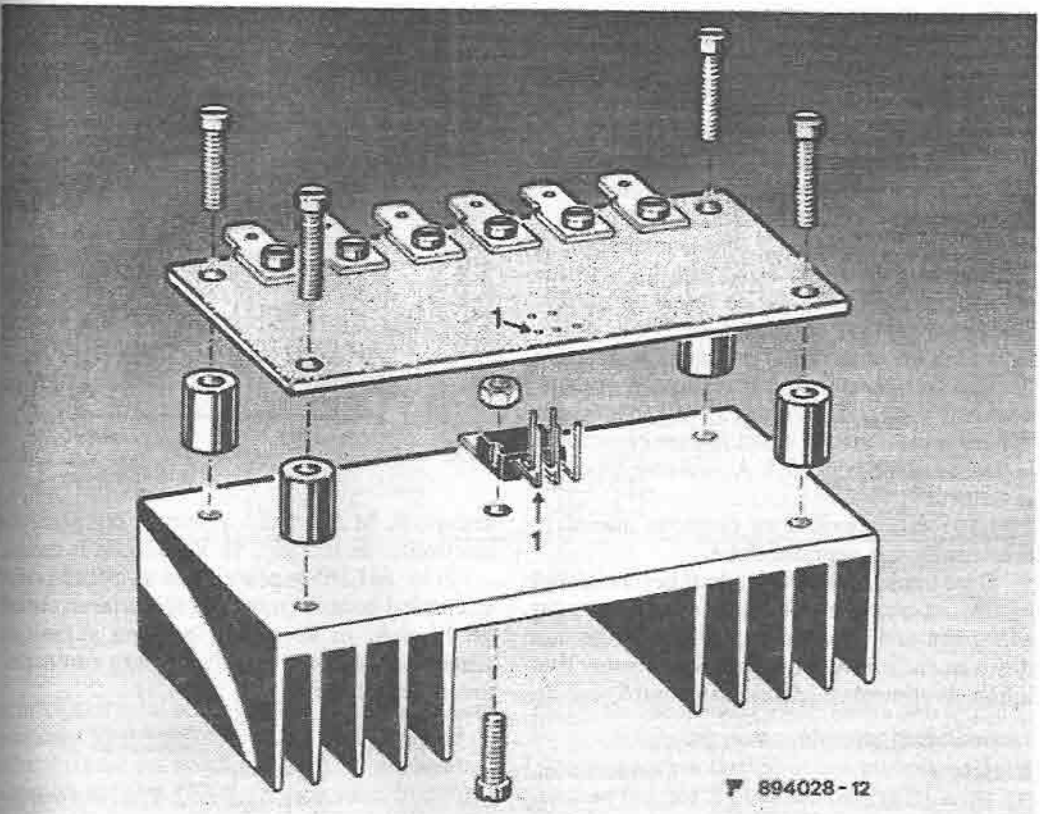

Prețul unui micromodel-locomotivă este direct proporțional cu facilitățile sale și cu finisajul. Printre cele ieftine, existente în comerț, sunt unele al căror finisaj lasă mult de dorit. Ca o regulă generală, producătorii, pentru a scădea prețul, își încep economia cu eliminarea luminilor. Montajul prezentat aici vă permite să echipați o locomotivă, acționată în c.c., cu lumini față și spate, ce funcționează independent de sensul deplasării acesteia. Deoarece sunt utilizate LED-uri, semnalizările luminoase ale trenulețului dumneavoastră vor avea, în mod garantat, o mare durată de funcționare.

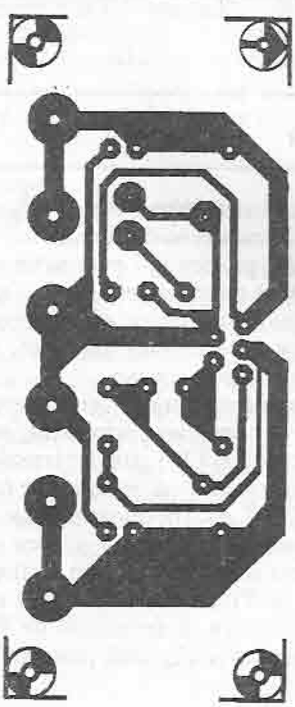
În principiu, montajul este construit cu un număr de LED-uri conectate în paralel, într-o rețea de tip punte. Tranzistorul cu efect de câmp din centrul punții asigură un curent constant, atâta vreme cât tensiunea de alimentare se menține la o valoare de peste 4,5 V. Din acest motiv, intensitatea luminoasă a LED-urilor va fi independentă de tensiunea sursei.

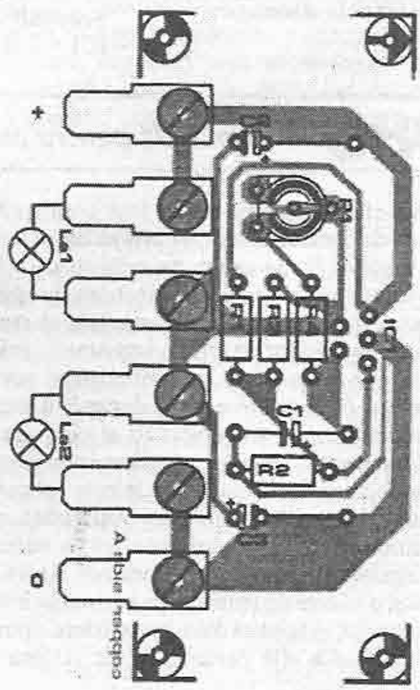
LED-urile sunt conectate în paralel pentru a se putea menține pragul minim al tensiunii de lucru la un nivel cât mai scăzut posibil. Pentru a se asigura o bună distribuire a curentului, perechile de LED-uri în paralel trebuie să fie de același tip și culoare.

085 *Comandă cu lumină clipitoare*

A devenit de neimaginat lipsa luminițelor clipitoare din mediul nostru ambiant. Montajul descris aici a fost gândit inițial doar pentru uzul modeliștilor, dar, la fel de bine, el poate fi folosit ca sistem de semnalizare sau de alarmare, în viața de toate zilele.


1
1
894028-12



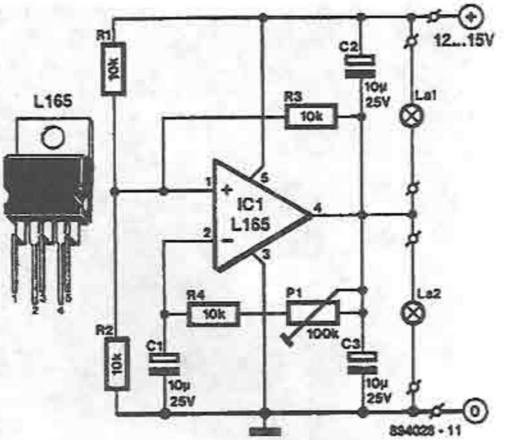

+
C1
R2
0

Simplitatea montajului este evidentă; cu toate acestea, el furnizează un curent de până la 3 A. Poate, deci, să alimenteze două becuri auto de câte 21 W fiecare, și încă foarte bine! Modeliștii pot conecta mai multe beculețe în paralel: La1 se aprinde atunci când La2 nu luminează – și viceversa. La fel de bine, se poate folosi doar La1, iar La2 să dispară din schemă.

Circuitul integrat L165, conceput și realizat de STM (fost SGS) este un amplificator operațional cu etaj de ieșire de putere. Dacă este necesar un curent de 3 A la ieșire, integratul trebuie montat pe un radiator termic de 2,5K/W. Capsula amplificatorului operațional este conectată la pinul 3 – nu scăpați din vedere acest lucru. În cazul în care curentul la ieșire nu depășește 0,5 A, nu este necesar radiatorul.

L165 este prevăzut cu protecție internă la scurtcircuit și la supraîncălzire.

Dacă luminozitățile celor două becuri nu sunt egale, se poate remedia acest lucru prin adăugarea unei diode de tipul 1N5401 pe una din alimentările operaționalului. Respectiva intrare de alimentare (pinul 3 sau pinul 5) trebuie



decuplată, în acest caz, printr-un condensator electrolitic de 100 µF / 16 V, conectat la masă.

În loc de L165 se poate folosi un circuit L465. Excluzând becurile, montajul absoarbe un curent de 15 mA. În acest fel, puterea sursei de alimentare se poate calcula pe baza curentului maxim prin becuri.

Listă de componente

Rezistoare:
R1-R4 = 10 kΩ
P1 = 100 kΩ semireg.

Condensatoare:
C1-C3 = 10 µF; 25V

Semiconductoare:
IC1 = L165 (L465)

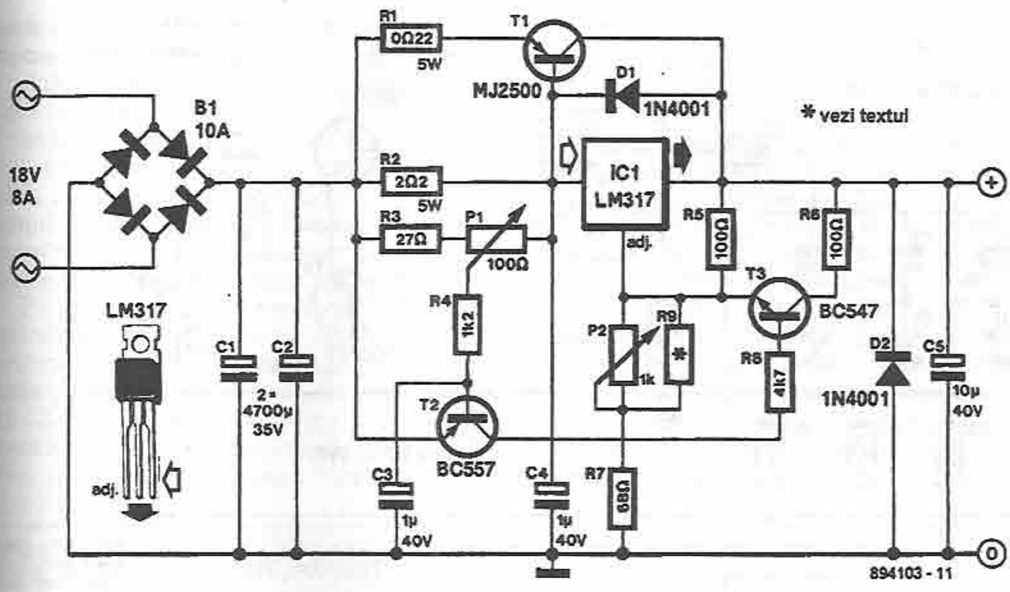
Diverse:
La1, La2 = 12 V; 21W (max)
Radiator 2,5 k/W (vezi textul)

086 *Comandă pentru mini-bormașină*

Montajul descris aici a fost conceput ca circuit de control al turației pentru motorașe de c.c., cum ar fi, de exemplu, cele cu care sunt prevăzute micile bormașini electrice (în special cele utilizate în tehnica de precizie și pentru perforarea plăcilor de circuit imprimat – printre multe alte aplicații). Comportamentul acestor motorașe, care, de obicei, sunt de tipul cu magnet permanent, este comparabil cu al celor cu excitație separată. Teoretic, turația acestor motoare depinde doar de tensiunea ce le este aplicată la borne. Motorul își reglează turația până când tensiunea electromotoare generată în bobinele sale egalează tensiunea de alimentare. Apare, din păcate, o cădere de tensiune pe rezistența internă a motorului, și aceasta duce la o scădere a turației în sarcină. Cu alte cuvinte, cu cât sarcina este mai mare, cu atât crește căderea de tensiune pe rezistența internă și scade turația.

Montajul pe care vi-l prezentăm realizează o compensare a rezistenței interne a motorului: când curentul prin motor crește, tensiunea de alimentare este mărită automat, pentru a contracara scăderea turației.

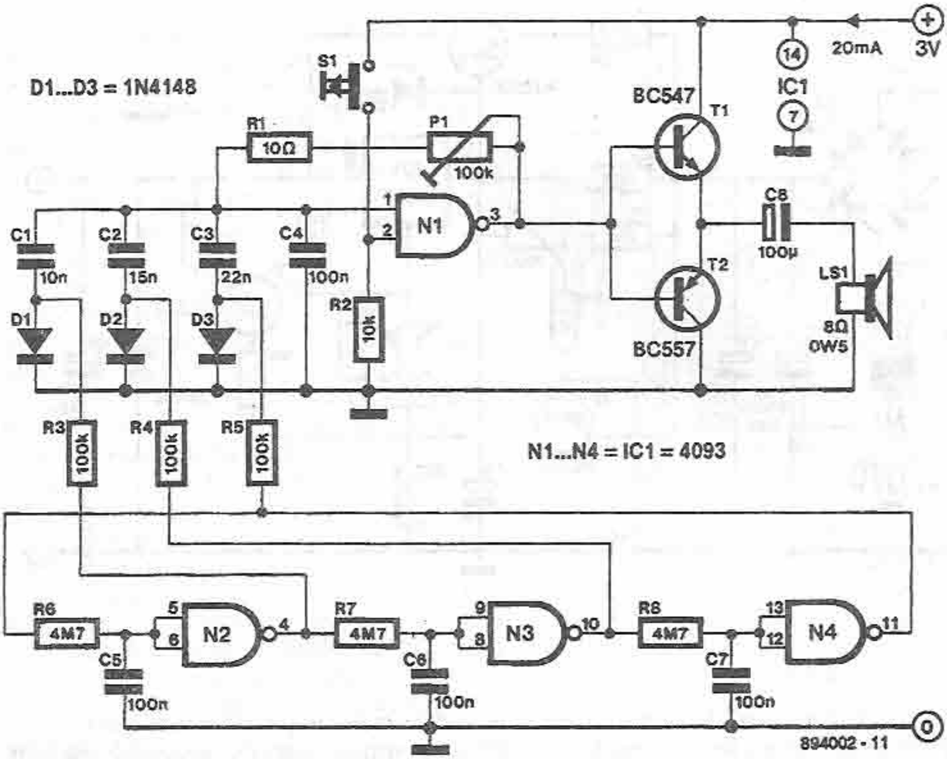
Concepția montajului se bazează pe un regulator de tensiune performant, realizat în principal cu IC1 și T1 și care furnizează un curent destul de mare (chiar și bormașinile foarte mici consumă 2 ÷ 5 A). Tensiunea de alimentare „în regim normal", deci și turația, sunt reglate cu P2. Datorită rezistenței R1 din emitor, curenții prin IC1 și T1 se vor afla într-o relație de proporționalitate, determinată de R1 și R2. Datorită acestei configurări, protecția internă la



scurtcircuit a lui IC1 va avea, de asemenea, un oarecare efect de protecție a lui T1. Imediat ce curentul care s-a stabilit prin circuit depășește o anumită valoare, T2 se va deschide. În consecință, se stabilește un curent în baza lui T3, astfel încât R5 și R6 apar ca fiind în paralel (mai mult sau mai puțin). În mod automat, acest lucru duce la creșterea tensiunii de ieșire, pentru a contracara potențiala scădere a turației. Momentul în care intervine această reacție este reglat cu P1 și, ca urmare, montajul poate fi foarte bine adaptat exact la fiecare motor utilizat. În cazul când se utilizează doar motoare mici, sursa de alimentare (transformatorul și puntea redresoare) poate fi dimensionată mai puțin restrictiv. Orientativ, curentul prin secundarul transformatorului trebuie să fie de 1,5 ori mai mare decât curentul continuu maxim de la ieșire.

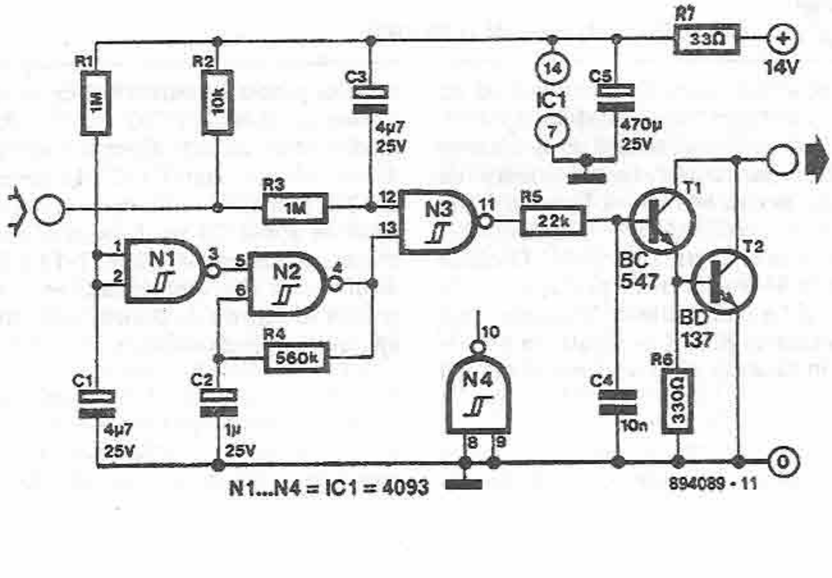
087 *Generator muzical monocip*

Acest generator muzical, având la bază un circuit integrat trigger Schmitt CMOS, tip 4093, poate fi folosit la alarme, sonerii de apartament și autovehicule (semnalizare sonoră de marșarier sau indicator pentru aprinderea farurilor). Trei dintre cele patru porți NAND din integratul 4093 sunt conectate în serie prin rețelele RC. Oscilația este susținută de reacția creată prin aplicarea la intrarea lui N2 a semnalului de la ieșirea porții N4. Nivelurile logice H generate de porțile conectate în cascadă din etajul oscilator sunt utilizate pentru a polariza una dintre diodele ce le sunt asociate, D1, D2 sau D3. Respectiva diodă va conecta unul dintre condensatoarele ce determină frecvența, C1-C3, la generatorul de ton N1. Semnalul audio ce va fi obținut atunci când se apasă S1 va fi aplicat perechii de tranzistoare complementare T1-T2, care comandă difuzorul. Frecvența tonului emis va putea fi reglată în funcție de dorința utilizatorului, cu ajutorul semireglabilului P1.



088 *Indicator îmbunătățit al nivelului scăzut de combustibil*

Indicatorul pe care vi-l prezentăm elimină pâlpâirile becului de bord ce indică „nivel scăzut de combustibil" determinate de mișcarea autovehiculului. Indicatorul face ca becul să



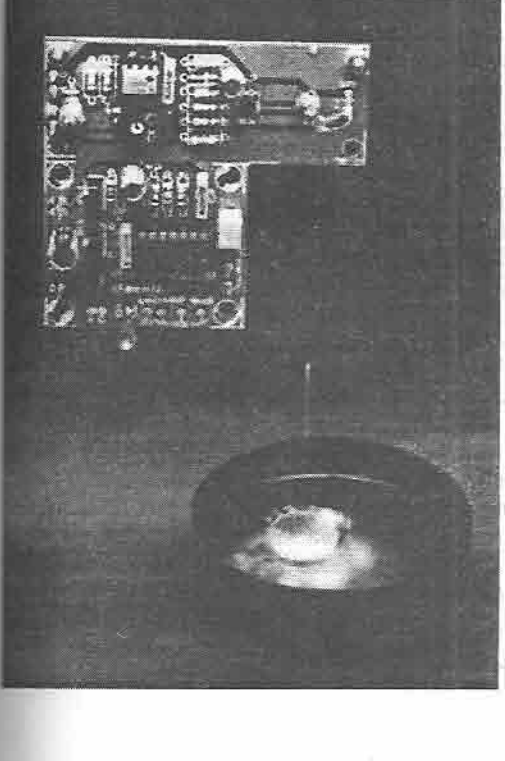
rămână stins până în momentul în care raportul impuls/pauză al semnalului furnizat de senzorul nivelului de combustibil devine mai mic de 0,5. Când se întâmplă acest lucru, becul se aprinde și rămâne așa până când rezervorul de combustibil este umplut din nou până la un nivel acceptabil. Montajul nostru testează funcționarea lămpii, determinând-o să lumineze timp de aproximativ 5 secunde, de fiecare dată când se rotește cheia de contact pentru a porni motorul.

Procesorul de semnal este conectat odată cu aprinderea. Inițial, C1 este descărcat, deci oscilatorul N2 este activat prin inversorul N1. Una dintre intrările lui N3, pinul 12, este conectată la R3-C3, a cărui constantă de timp este egală cu aceea a lui R1-C1. Dacă la ieșirea senzorului de nivel al combustibilului avem starea logică H, pinul 12 al lui N3 este menținut în starea H prin R2-C3. Semnalul de 1,5 Hz de la oscilatorul N2 este inversat de N3 și transferat etajului de control al lămpii, realizat cu montajul Darlington T1-T2. După trecerea perioadei de întârziere produse de R1-C1, poarta N1 dezactivează oscilatorul N2, astfel încât becul avertizor se stinge.

Când senzorul de nivel din interiorul rezervorului de combustibil primește impulsuri cauzate de mișcarea autovehiculului, C3 se încarcă prin R3 și se descarcă prin R2-R3. În momentul în care raportul impuls-pauză al semnalului de la senzorul de nivel scade sub 0,5, tensiunea pe C3 devine suficient de mare încât etajul de comandă a lămpii și, avertizorul „nivel scăzut de combustibil" să lumineze continuu, fără nici o pâlpâire.

089 *Bliț temporizat*

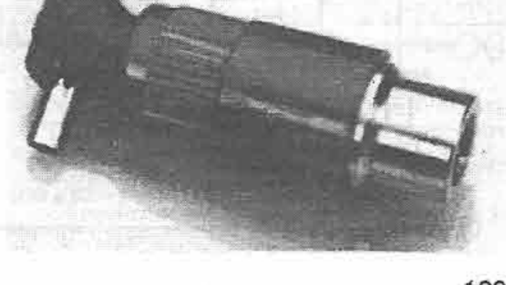
Fotografierea unor picături de apă în cădere, gloanțe ce trec prin baloane sau cărți de joc – și a altor evenimente față de care capacitatea noastră de percepție este prea slabă – rămâne o activitate care-i fascinează pe mulți dintre fotografi. Cum să realizăm toate aceste lucruri, și fără să ne coste prea mult, este subiectul acestui articol.



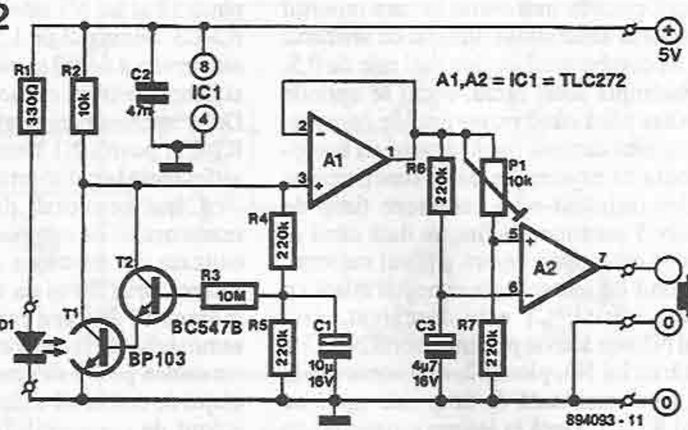
Pentru început, trebuie spus că, pentru a putea înregistra pe film obiecte ce se mișcă foarte rapid, avem nevoie de o „barieră luminoasă". Ea are rolul de a sesiza exact momentul când obiectul trece prin poziția în care urmează a fi fotografiat. „Arcul" de timp necesar între începutul evenimentului (intersecția obiectului respectiv cu bariera luminoasă) și momentul declanșării aparatului de fotografiat este reglat cu ajutorul unui circuit de temporizare.

Montajul ce produce bariera luminoasă este cel din fig. 2, în care D1 și T1 creează raza de lumină propriu-zisă. Tranzistorul T2, rezistențele

1



2



R3-R5 și condensatorul C1 au rolul de a reduce la minimum efectele iluminării ambiante și zgomotul din rețeaua de alimentare. Amplificatorul operațional A1 este un buffer pentru semnalul primit de la bariera luminoasă, înainte ca acesta să fie aplicat formatorului de impulsuri A2. Montajul trebuie să aibă o foarte mare sensibilitate, în caz contrar aceasta trebuind îmbunătățită prin legarea la masă a nulului comun al sursei de alimentare.

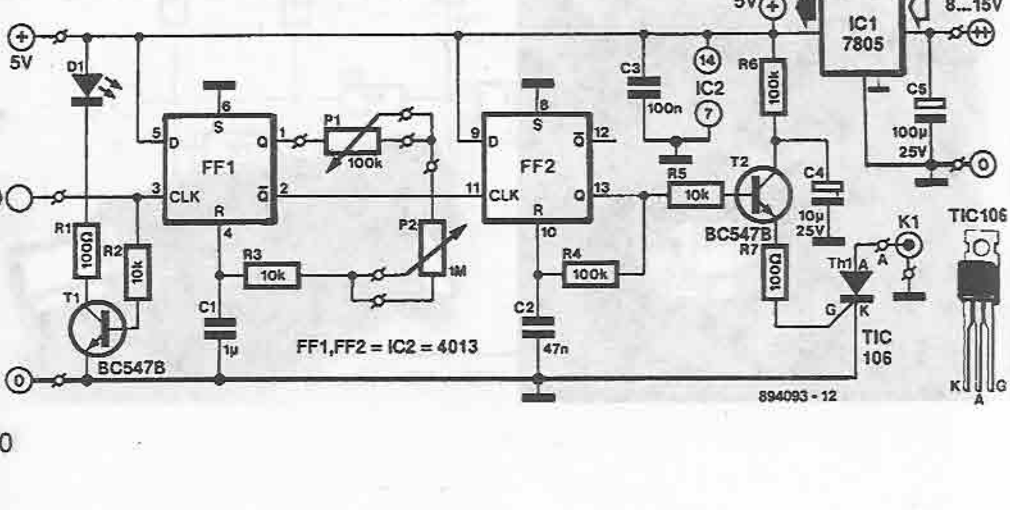
Impulsul de la bariera luminoasă este întârziat de circuitul din figura 3. Mai întâi, acest impuls este utilizat pentru a comanda un LED, ceea ce face mai ușoară calibrarea circuitului. De asemenea, el dă un impuls de tact bistabilului FF1, care este configurat ca monostabil și determină timpul de întârziere. Pentru a putea regla foarte precis această întârziere, sunt utilizate două potențiometre: P1 (reglaj fin) și P2 (reglaj brut). Dacă folosim pentru P1 un potențiometru multitură, reglajul va putea fi făcut și mai precis.

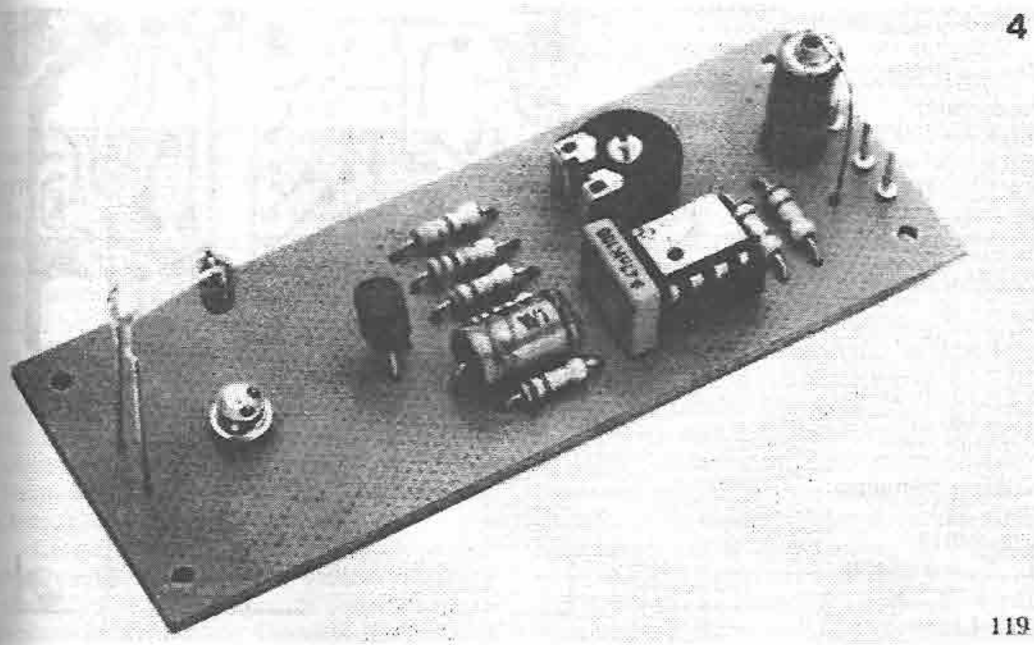
După ce timpul de întârziere s-a scurs, ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF1 dă un impuls de tact pentru bistabilul FF2, configurat de asemenea ca monostabil. Imediat ce a fost comandat, FF2 generează impulsul de aprindere a blițului. Acest impuls se aplică blițului prin T2 și tiristorul Th1.

Ambele circuite sunt amplasate pe o aceeași placă de circuit imprimat, care, dacă se preferă acest lucru, poate fi tăiată în două. Partea mai alungită a plăcii este rezervată montajului barierei luminoase, iar cea cu laturi aproximativ egale revine circuitului de întârziere. Țineți seama că, deoarece, inițial, cele două montaje au fost proiectate independent unul de altul, apar două rezistențe notate R1, două condensatoare C1 și două circuite integrate IC1.

Deocamdată, a rămas problema conectării părții electronice a dispozitivului de fotografiere

3





cu partea de bliţ, lucru mai greu de realizat, şi – în anumite împrejurări – imposibil de obţinut. La prototipurile noastre, am utilizat conectoare audio de înaltă calitate şi cablu audio, dar, pentru conectarea propriu-zisă la bliţ, am realizat practic un adaptor Δ/Y dintr-o mufă audio, aşa cum se vede în fig. 1, şi o mufă de bliţ care a fost preluată de la un cablu prelungitor pentru bliţ.

CALIBRAREA (din punct de vedere electronic)

Bariera luminoasă trebuie calibrată într-o încăpere total întunecoasă, cu ajutorul LED-ului de pe placa de întârziere. Se reglează P1 până când LED-ul tocmai s-a stins (= nici un obiect în calea razei luminoase).

În acest moment, sensibilitatea a atins valoarea sa maximă. Dacă montajul se dovedeşte a fi foarte susceptibil la interferenţe, conectaţi nulul comun al sursei de alimentare la un punct de masă bine realizat al montajului.

O dată această operaţie terminată, cu P1 şi P2 reglate în poziţiile de rezistenţă minimă (= timp), verificaţi dacă bliţul se declanşează atunci când cade o picătură de apă care traversează bariera luminoasă. În caz afirma-tiv, picătura va fi văzută în clipa în care între-rupe raza luminoasă (evident, în laboratorul foto se menţine în continuare un întuneric total). În caz contrar, conexiunile bliţului la mufa K1 trebuie inversate.

Odată ce s-a reuşit „suspendarea" picăturii la nivelul bateriei luminoase, dacă se doreşte, se poate deplasa, prin P1 şi P2, momentul (poziţia) în care se va face fotografierea ei.

CALIBRAREA (din punct de vedere fotografic)

Diafragma aparatului de fotografiat trebuie să fie reglată în poziţia B înainte de fotografierea picăturii de apă, deoarece nici un aparat nu poate reacţiona suficient de rapid la reglajele obişnuite. La bliţ, verificaţi dacă facilitatea de reglare automată a expunerii conţine în gama sa şi timpul de expunere necesar realizării unei astfel de fotografii: acesta depinde, evident, de limitele de distanţă între care lucrează computerul bliţului. Plasaţi bliţul cât mai aproape posibil de obiect, pentru ca timpul de reacţie să fie cât mai scurt posibil.

Dacă nu aveţi încredere în felul cum funcţionează expunerea automată, schimbaţi pe „reglaj manual" şi verificaţi în prospectul bliţului care este durata flash-ului – s-ar putea să constataţi că este mai mare decât v-aţi fi aşteptat.

După aceea, măsuraţi distanţa în metri dintre bliţ şi obiect şi împărţiţi-o la numărul indicat de bliţ. Faceţi reglajul de „stop" al camerei pentru valoarea obţinută (rotunjind în sus pentru diapozitive, şi în jos pentru negative).

Curentul consumat de montaj ajunge la 20-30 mA.

Listă de componente

Temporizator

Rezistențe:
R1, R7 = 100 Ω
R2, R3, R5 = 10 kΩ
R4, R6 = 100 kΩ
P1 = 100 kΩ
P2 = 1 MΩ

Condensatoare:
C1 = 1 μF
C2 = 47 nF
C3 = 100 nF
C4 = 10 μF; 25 V
C5 = 100 μF; 25 V
IC1 = TLC272

Semiconductoare:
IC1 = 7805
IC2 = 4013
T1, T2 = BC547B
Th1 = TIC106
D1 = LED

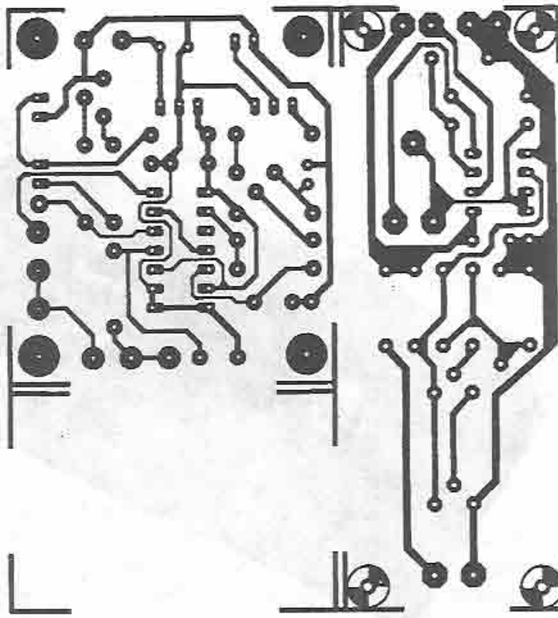
Diverse:
K1 = soclu bliț

Barieră luminoasă

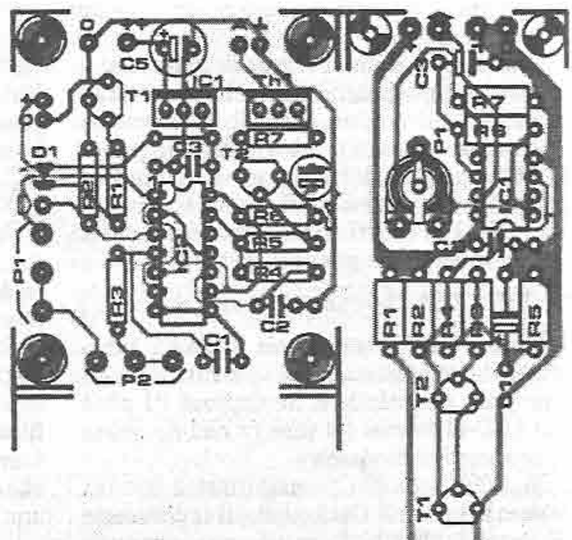
Rezistențe:
R1 = 330 Ω
R2 = 10 kΩ
R3 = 10 MΩ
R4 ÷ R7 = 220 kΩ
P1 = 10 kΩ semiregl.

Condensatoare:
C1 = 10 μF; 16 V
C2 = 47 nF
C3 = 4,7 μF;16 V

Semiconductoare:
T1 = BP103
T2 = BC547B
D1 = LED roșu



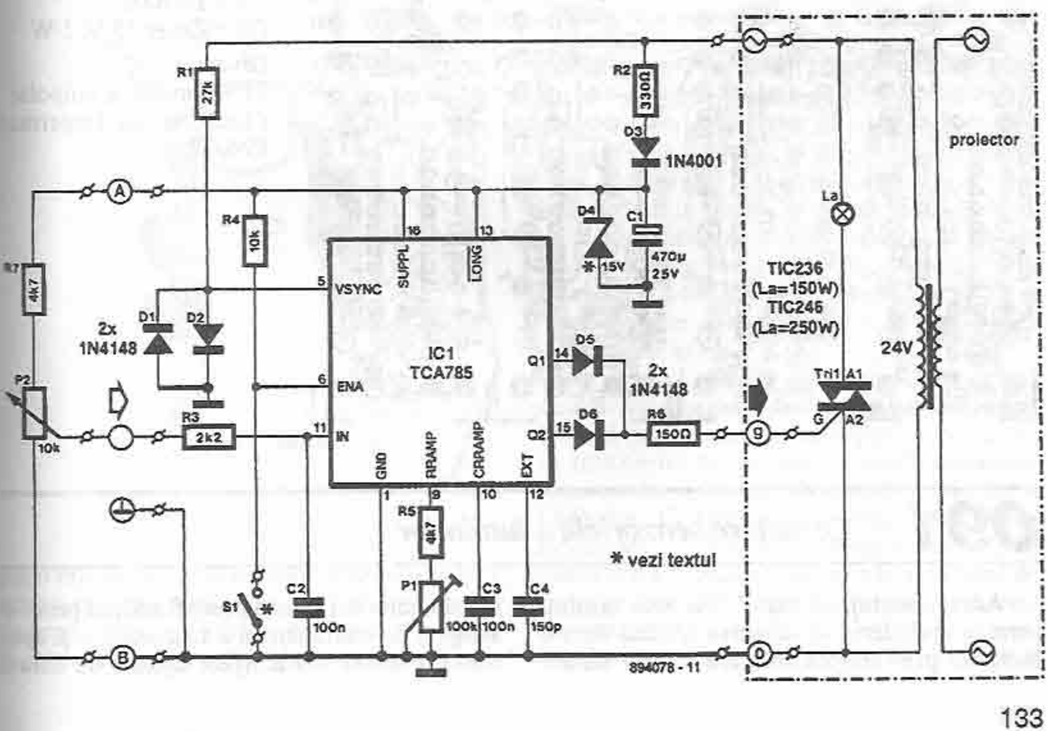
5



090 Variator modernizat pentru diaproiector

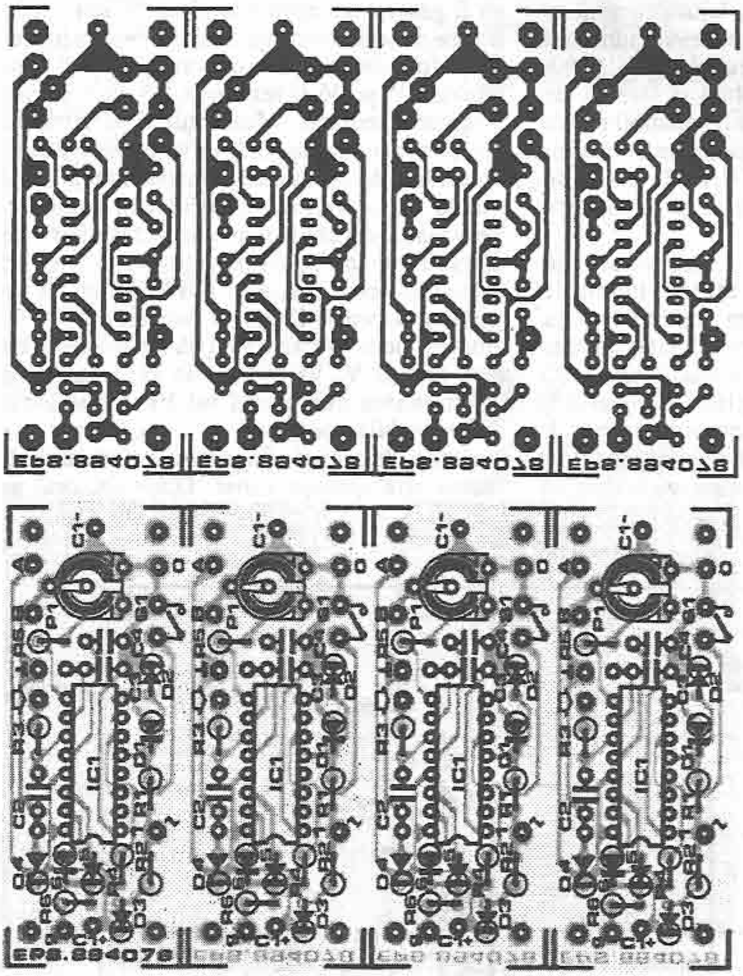
„Variatorul comandat de calculator“ publicat anterior (Ref. 1) se baza pe un circuit integrat variator de tip TCA280. Deși un produs al firmei Philips de mare succes la vremea respectivă, am aflat de la câțiva dintre cititorii noștri că respectivul integrat a fost practic imposibil de procurat. Când le-am comunicat acest lucru celor de la Philips, ei au admis că au scos din producția de serie circuitul TCA280, fără vreo avertizare prealabilă și fără să fie disponibil nici un alt integrat compatibil pin cu pin. Ne-a luat ceva timp să găsim un înlocuitor adecvat, și am constatat că TCA785, produs de Siemens, ar fi potrivit, chiar dacă nu este compatibil pin cu pin.

La intrarea VSYNC se aplică un semnal dreptunghiular de 50 Hz, utilizat intern de circuitul integratului, pentru sincronizare cu rețeaua de alimentare. Circuitul integrat este alimentat prin R2, D3, C1 și dioda Zener D4. O sursă internă de curent, reglată cu P1 și R5, determină o creștere liniară de tensiune pe C3. La fiecare trecere prin zero a alimentării, C3 se descarcă rapid, astfel încât tensiunea la bornele lui este în formă de dinte de fierăstrău. Amplitudinea va fi în funcție de reglajul lui P1. Tensiunea în dinte de fierăstrău este comparată cu o tensiune de control, aplicată la pinul 11 al lui IC1, prin filtrul R3-C2. Dacă tensiunea în dinte de fierăstrău depășește tensiunea de control, va fi generat un impuls la pinul 14 sau 15, în funcție de semialternanța tensiunii de alimentare. Cele două ieșiri sunt conectate la triac prin diodele D5 și D6 și rezistența R6, care permit amorsarea triacului. Momentul în care triacul începe să conducă depinde de valoarea tensiunii de control de la intrare, montajul funcționând așadar ca un variator controlat în tensiune. Tensiunea de control poate fi furnizată de diaproiector sau de un potențiometru. Doar în acest din urmă caz, este posibilă funcția de variator și pentru lămpi cu halogen, de 12 V. Atunci, dioda D4 va trebui să fie înlocuită cu una de 8,2 V. Variatorul se reglează prin poziționarea cursorului lui P1 astfel încât rezistența lui să fie scoasă din circuit, caz în care tensiunea de control atinge valoarea maximă iar lampa este aproape stinsă. Diaproiectorul se



reglează poziționând cursorul potențiometrului respectiv de pe placa de circuit imprimat a proiectorului la mijlocul cursei sale, când lămpile se sting. Odată aceste operații terminate, lămpile trebuie aprinse și stinse de câteva ori, pentru a ne asigura că cele două potențiometre (P1 și cel de pe placa proiectorului) au fost corect reglate. Deoarece caracteristica de control a lui TCA785 este diferită de cea a lui TCA 280, nu este recomandabil ca aceste două integrate să fie interschimbate. Când S1, din schema alăturată, este închis, lămpile proiectorului sunt stinse: cu alte cuvinte, în regim normal de lucru, S1 trebuie să rămână deschis și deci, în anumite cazuri, poate fi omis.

Ref. 1 *Elektor Electronics*, martie și aprilie 1988.



Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 27 kΩ
R2 = 330 Ω
R3 = 2,2 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5, R7 = 4,7 kΩ
R6 = 150 Ω
P1 = 100 kΩ semireg.
P2 = 10 kΩ

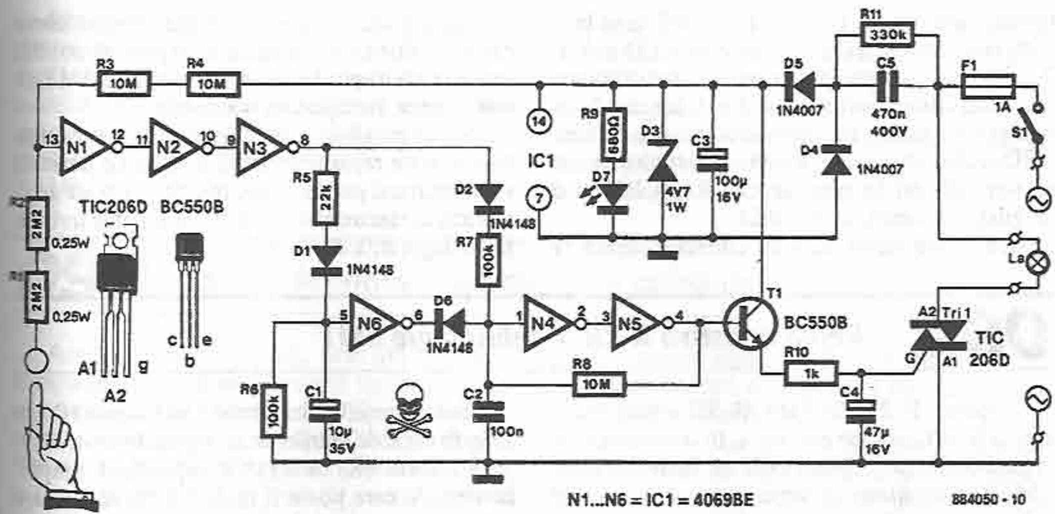
Condensatoare:
C1 = 470 µF; 25 V
C2, C3 = 100 nF
C4 = 150 pF

Semiconductoare:
IC1 = TCA785
Tri1 = TIC236 sau TIC246
D1, D2, D5, D6 = 1N4148
D3 = 1N4001
D4 = Zener 15 V; 1 W

Diverse:
S1 = comutator unipolar
Placă circuit imprimat 894078

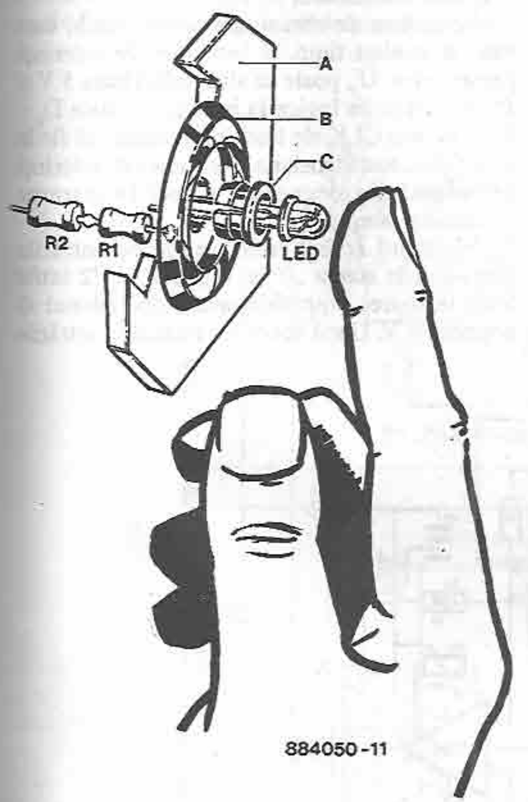
091 *Comutare senzorială a luminilor*

Acest montaj, al cărui cost este minim, permite aprinderea și stingerea luminii dintr-o încăpere prin simpla atingere a unui senzor metalic rotund. Lumina poate fi aprinsă printr-o atingere de scurtă durată a senzorului – și apoi stinsă, printr-o altă atingere ușoară, de durată



N1...N6 = IC1 = 4069BE

884050 - 10



884050 -11

puțin mai mare. Când senzorul este atins pentru scurt timp, zgomotul și brumul induse în corpul omenesc sunt amplificate de porțile conectate în cascadă N1, N2 și N3. Un tren de impulsuri, cu o excursie apropiată de valoarea tensiunii de alimentare (4,7 V) și cu frecvența egală cu cea a rețelei de alimentare (50 sau 60 Hz), este aplicat bistabilului realizat pe baza lui N4 și N5. C2 se încarcă prin D2, iar la ieșirea bistabilului vom avea un nivel logic H. Triacul Tri1 este amorsat prin tranzistorul de comandă T1, și lampa luminează.

Dacă senzorul este atins timp de 2 secunde sau mai mult, trenul de impulsuri îl încarcă pe C1 prin R5 și D1. Inversorul N6 trage intrarea lui N4 în starea L, dacă tensiunea pe C1 este destul de mare. Bistabilul N4-N5 declanșează și T1 taie curentul de poartă al triacului, astfel încât lampa se stinge. Montajul poate lucra și în împrejurări relativ lipsite de zgomot. În cazul în care utilizatorul (operatorul) reprezintă o rezistență relativ scăzută față de masă, intrarea lui N1 este efectiv trasă în starea L de grupul R1-R2, a cărui rezistență totală este joasă, în raport cu R3-R4. Efectul asupra bistabilului și triacului este asemănător cu deconectarea descrisă mai sus.

În desenul alăturat este sugerată o variantă de montare practică a senzorului și a LED-ului. LED-ul este montat într-un suport de plastic și, în întuneric, el va indica amplasamentul senzorului-comutator. Manșonul de plastic al LED-ului (C) este fixat în partea laterală sau superioară a măștii (A) a unui comutator de iluminat standardizat. LED-ul este înconjurat de un inel subțire (B) din aluminiu sau alamă, care este conectat galvanic la R1 și lipit pe fața exterioară a măștii. Din motive de protecție a

operatorului uman, este recomandabil să se lase o distanță de cel puțin 7 mm între LED și R1. Tot în acest context, al protecției, constructorii sunt stăruitor avertizați să **nu** folosească un manșon de metal, sau metalizat, pentru fixarea LED-ului – pe post de senzor. De asemenea, **nu se vor înlocui în nici un caz** R1 și R2 cu o singură rezistență, de 4,7 MΩ.

Deoarece circuitul este conectat direct la rețeaua de alimentare, el trebuie montat într-o carcasă (doză) standardizată, sigură și solidă, care să facă imposibil accesul în interiorul ei fără distrugerea intenționată a acesteia.

Vă avertizăm, o dată în plus, că prezența tensiunii de rețea reprezintă o sursă de pericol, și, ca urmare, prima și cea mai importantă grijă a oricărui electronist constructor amator trebuie să fie siguranța deplină.

092 *Rețea rezistivă R-2R în tehnologie SMT*

Rețeaua R-2R, în capsulă SIL, concepută spre a fi utilizată, de exemplu, în convertoarele digital-analogice, este realizată în tehnologie SMT (cu montare pe suprafață). Are un preț scăzut, este performantă, de dimensiuni reduse, și permite obținerea unor valori altfel greu de realizat. Aici este prezentată în cadrul unui convertor digital-analogic ce folosește un latch CMOS de tip 4042.

Latch-ul și rețeaua *R-2R* asociată sunt conectate în bucla de reacție a unui LF356. Rețeaua utilizează rezistențe de 100 kΩ (rezistențele *2R* sunt obținute prin conectarea în serie a câte două rezistențe de 100 kΩ).

Tensiunea la ieșirea convertorului poate fi calculată cu formula:

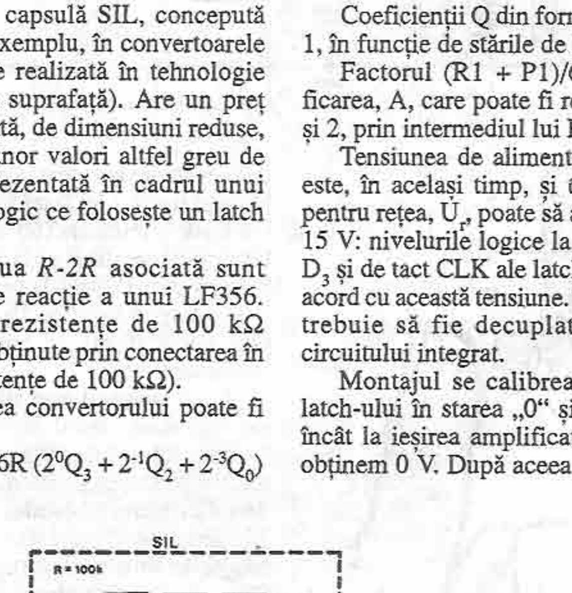
$$U_O = U_r\,(R1 + P1)/6R\,(2^0Q_3 + 2^{-1}Q_2 + 2^{-3}Q_0)$$

Coeficienții Q din formulă au valoarea 0 sau 1, în funcție de stările de la ieșirea latch-ului.

Factorul (R1 + P1)/6R reprezintă amplificarea, A, care poate fi reglată între aprox. 0,4 și 2, prin intermediul lui P1.

Tensiunea de alimentare pentru latch, care este, în același timp, și tensiunea de referință pentru rețea, U_r, poate să aibă valori între 5 V și 15 V: nivelurile logice la intrările de date $D_0 \div D_3$ și de tact CLK ale latch-ului trebuie să fie în acord cu această tensiune. Tensiunea de referință trebuie să fie decuplată direct la intrarea circuitului integrat.

Montajul se calibrează aducând intrările latch-ului în starea „0" și reglând pe P2 astfel încât la ieșirea amplificatorului operațional să obținem 0 V. După aceea se încarcă la intrările



de date codul F_{hex} și îl reglăm pe P1 pentru a se obține tensiunea maximă la ieșire.

Dacă trebuie să se prelucreze un număr mare de biți va fi necesar să se conecteze „spate în spate“ două sau mai multe astfel de cablaje.

Mai mult decât atât, plăcuțele de circuit imprimat pot fi utilizate și cu alte componente, cum ar fi diode, condensatoare, combinații de rezistențe și diode, sau simple divizoare de tensiune pentru instrumente de măsură.

Curentul absorbit din sursa tensiunii de referință U_r este de 75 µA; cel pentru alimentarea la 5 V este de circa 7,5 mA.

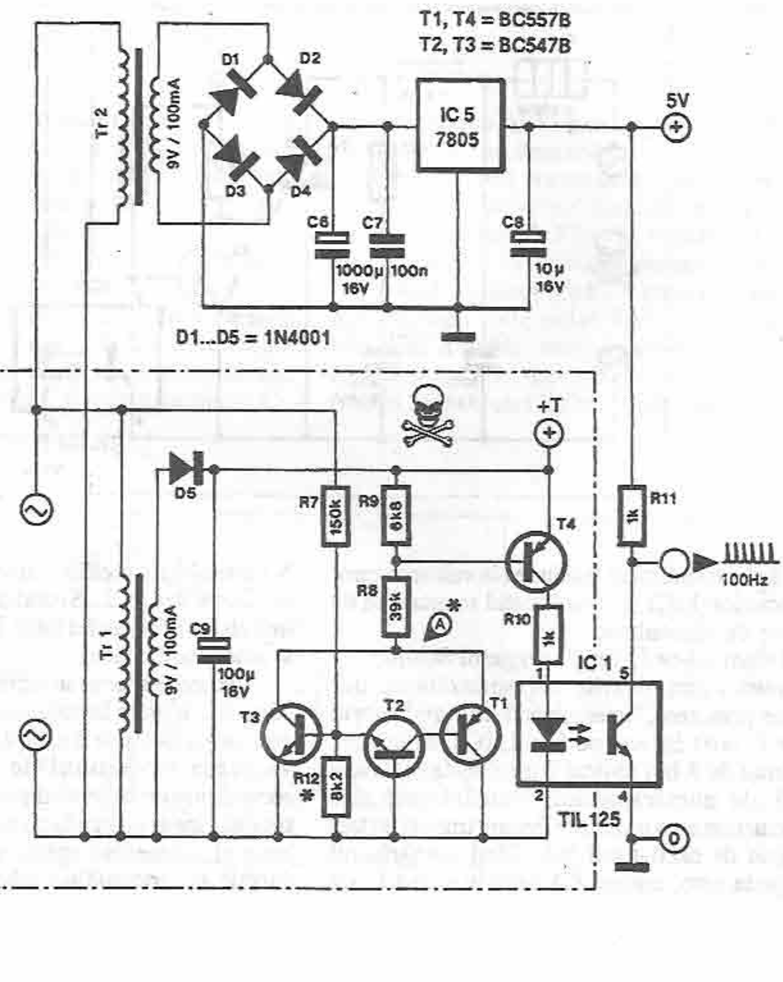
093 *Sursă de putere controlată, de calculator*

Acest montaj permite, prin intermediul computerului, controlul puterii furnizate unui consumator alimentat direct de la rețea (lampă, radiator, bormașină etc.) – în 255 de trepte. Variația de putere este obținută prin controlarea tensiunii furnizate sarcinii (R_L – în schema montajului, dată în fig. 2).

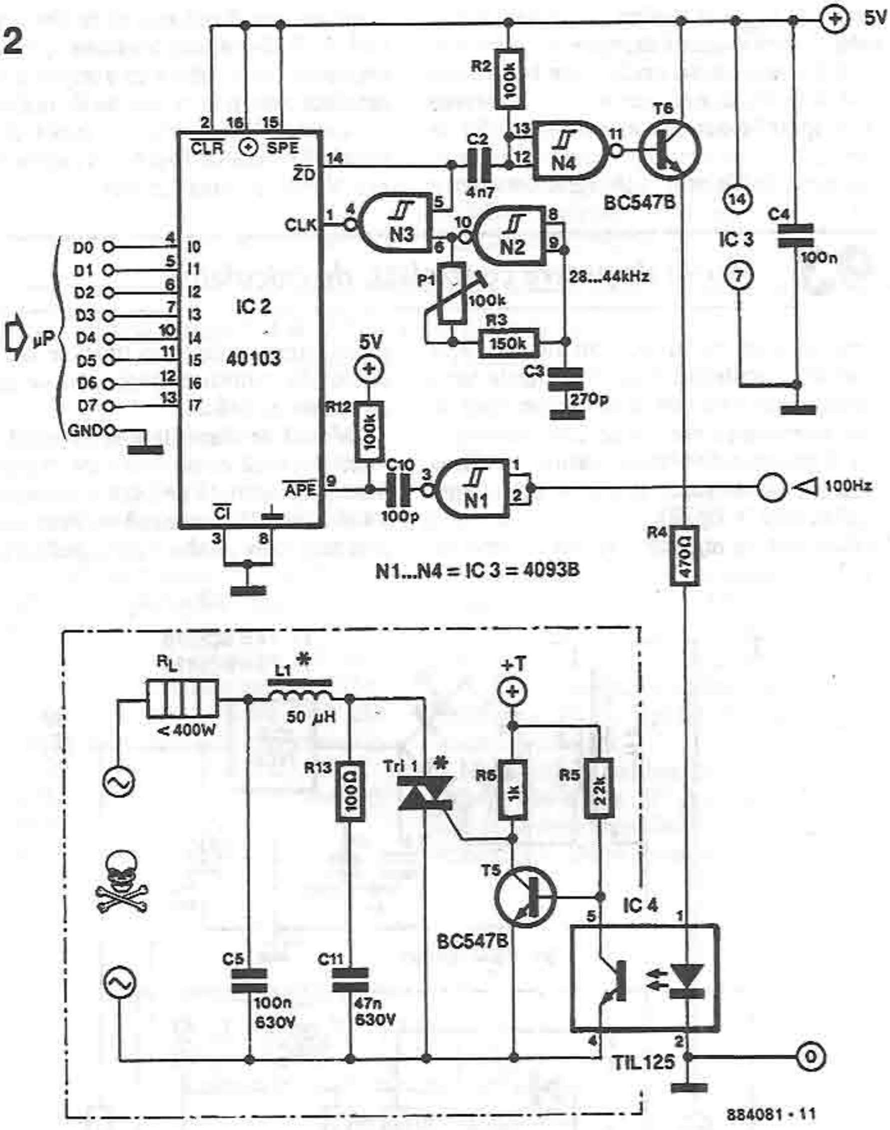
Se folosește un regulator de putere convențional, compus dintr-un triac, ce are asociat un circuit de control al unghiului de fază la care este amorsat triacul.

Modul de alimentare și circuitul de declanșarea sincronă cu rețeaua sunt expuse în fig. 1. Schema construită pe baza tranzistoarelor T1 ÷ T4 și a lui IC1 reprezintă un detector al trecerii prin zero, care produce un impuls activ în starea

1



2



H de fiecare dată când tensiunea ia valoarea zero. Optocuplorul IC1 izolează restul montajului de rețeaua de alimentare.

Referindu-ne la fig. 2, triggerul Schmitt N1 inversează impulsurile corespunzătoare trecerilor prin zero, determinând ca numărătorul binar în sens invers, pe 8 biți, IC2, să încarce cuvântul de 8 biți aplicat intrărilor de presetare I0-I7 ale numărătorului. Numărătorul este decrementat cu o unitate la fiecare impuls de tact furnizat de oscilatorul N2. Când numărătorul ajunge la zero, ieșirea $\overline{ZD}$ trece în starea L, iar N3 inhibă aplicarea în continuare a impulsurilor de tact către IC2. Simultan, N4 produce un impuls la ieșire, astfel încât T5 intră în conducție și amorsează triacul.

Deoarece triacul se amorsează numai atunci când IC2 ajunge la valoarea zero, momentul în care acest lucru se întâmplă este dependent de valoarea cuvântului de control de 8 biți recepționat de la un computer. Din acest motiv, timpul care se scurge între momentul trecerii prin zero și momentul aprinderii triacului este o funcție dependentă de mărimea cuvântului de

control. Cu cât este mai mare cuvântul pe 8 biți, cu atât va fi mai mare unghiul de fază, și cu atât va fi furnizată mai puțină putere pe sarcină.

Bobina L1 suprimă interfețele de RF cauzate de triac și trebuie să poată suporta minimum 5 A. În montajul nostru, triacul poate fi de tipul TIC206D (4 A) sau TIC216D (5 A). Ar putea fi utilizate și alte tipuri, cu condiția să amorseze la un curent de poartă mai mic de 10 mA.

Mărimea lui R12 se determină prin încercări, și trebuie să fie cât mai mare posibil, fără a duce, totuși, la dispariția, în punctul A, a impulsurilor cu amplitudinea de 5 V_{VV}.

Singurul reglaj necesar este cel al lui P1. Dacă se cere o deconectare completă a sarcinii, acest semireglabil va fi reglat astfel încât să se obțină indicația de 0 V la un voltmetru de c.a. conectat în locul sarcinii, cu codul FF_H (255_{10}) înscris în controlerul de putere. Dacă nu este necesară reglarea începând de la OV, P1 va fi ajustat astfel încât instrumentul de măsură să indice tensiunea minimă cerută. În ceea ce privește scrierea programelor de calculator pentru controlerul de putere, trebuie să vă reamintim că puterea furnizată sarcinii este o funcție inversă de valoarea înscrisă în portul de ieșire al computerului.

Porțiunile de schemă încadrate cu linie-punct lucrează la tensiunea rețelei și nu trebuie atinse absolut deloc pe timpul cât montajul este alimentat. Se va acorda o atenție deosebită realizării izolației adecvate, alegerii și montării componentelor din aceste zone ale circuitului. Se recomandă insistent înclinarea pinilor optocuplorului față de carcasă pentru a se asigura o distanță izolatoare de cel puțin 6 mm.

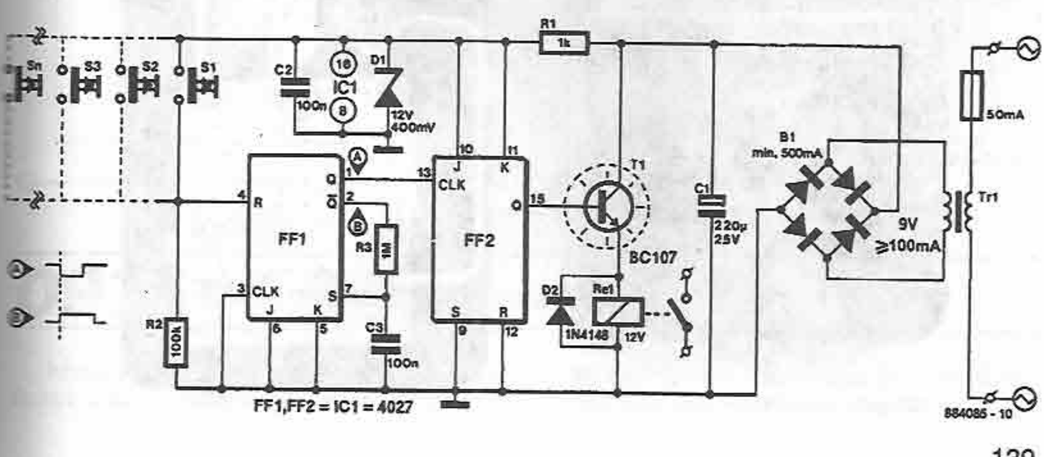
În sfârșit, s-ar putea ca circuitul să nu lucreze corect cu sarcini mici, sub circa 40 W, și ca scrierea codului 00_H ca dată de intrare să aibă același rezultat ca și FF_H, adică o tensiune minimă aplicată pe sarcină. Reglarea efectivă începe de la 01_H.

094 Releu de impulsuri

O alternativă la comutatorul cu două (sau cu trei) puncte de acționare o reprezintă așa-numitul releu de impulsuri. Avantajul utilizării lui constă în aceea că se folosesc mai puține conductoare, și comutatoare mai simple.

Un astfel de releu funcționează ca bistabil: orice impuls de la intrare îi schimbă starea. Bistabilul folosit în montajul pe care vi-l propunem este FF2, de tip J-K. De fiecare dată când starea logică la pinul 13 se schimbă din „0" în „1", se modifică și starea la pinul 15, determinând ca releul comandat de T1 să fie pus sub tensiune sau dezexcitat.

Bistabilul FF1 are rol de contact de a elimina oscilațiile contactelor. Când este apăsat oricare dintre comutatoarele S1 ÷ Sn, intrarea de reset a lui FF1 trece în starea H, de asemenea și ieșirea. După un timp scurt (egal cu constanta de timp R3C3), FF1 este setat din nou. Deoarece bistabilul a primit semnale de reset și de set, ieșirea Q trece în starea H și-i dă un impuls de tact lui FF2. Atunci ieșirea va reveni în starea L



numai în momentul în care comutatorul corespunzător este eliberat.

Montajul este conectat la o sursă de alimentare simplă, care trebuie să furnizeze cel puțin 14-15 V și un curent mai mare de 100 mA.

Rezistența R1 limitează la 12 V tensiunea pe bistabile.

Deoarece T1 este conectat ca repetor pe emitor, tensiunea de lucru a releului se va stabiliza pe la 11 V. În acest caz, BC 107 va lucra în zona liniară a caracteristicii sale, iar puterea sa disipată va depinde de tensiunea la bornele lui C1 și de curentul absorbit de releu. În anumite cazuri, ar putea fi necesară montarea tranzistorului pe un mic radiator.

Releul va comuta tensiuni de rețea după necesități: astfel, se poate alege un tip de releu care să comute 240 Vc.a. la aproximativ 1 A. Distanța dintre bobina și contactele releului trebuie să fie de cel puțin 6 mm.

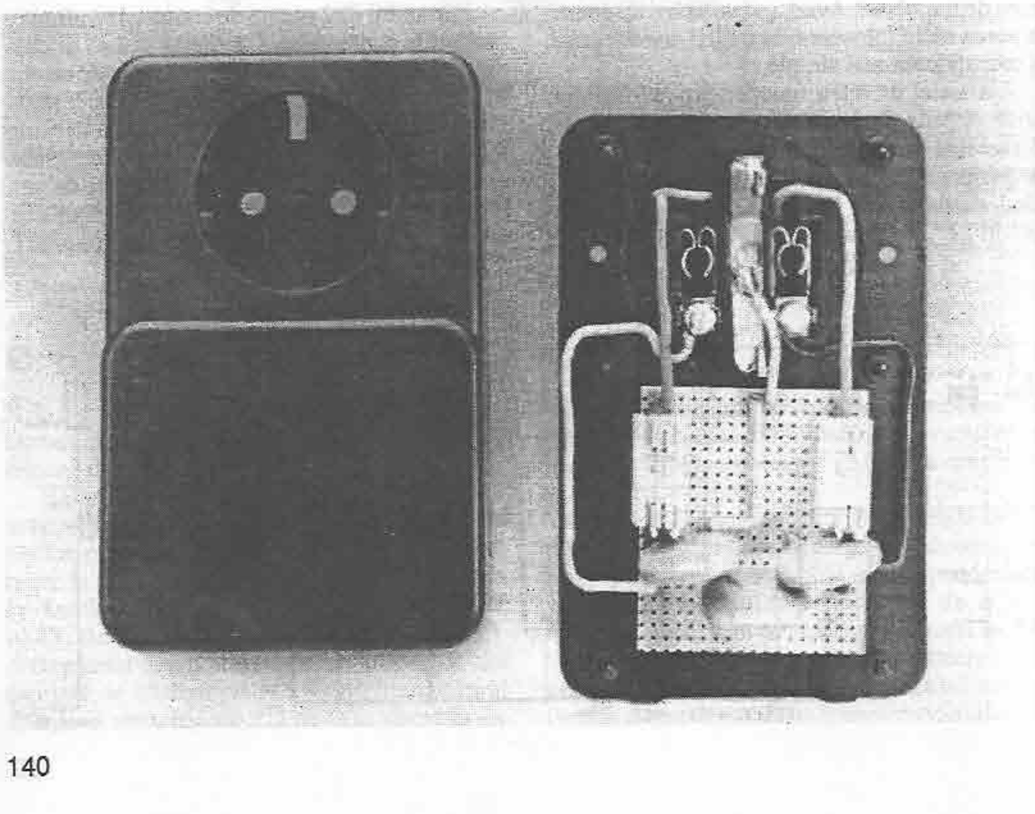
Deoarece comutatoarele de acționare sunt complet izolate de rețeaua de alimentare, pot fi utilizate tipuri de curenți mici și de tensiune redusă.

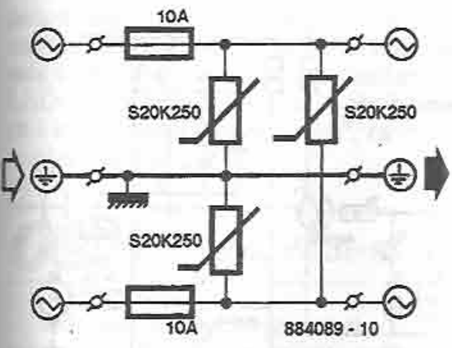
Atragem atenția cititorilor că nu este permisă plasarea conductoarelor de conectare a comutatoarelor în aceeași tubulatură cu cablurile de alimentare de la rețea.

095 Protecție la supratensiune

Se mai întâmplă, din când în când, ca vârfuri de tensiune de valoare foarte mare (trăsnete, comutarea unor sarcini mari) să se suprapună peste tensiunea de rețea. Deși aceste vârfuri sunt de durată foarte scurtă, ele pot avea consecințe dezastruoase pentru echipamentele alimentate de rețea. O rețea de alimentare poate fi protejată eficient împotriva acestor vârfuri cu ajutorul varistoarelor. Aceste componente pot prelua, însă numai timp de câteva microsecunde, curenți de mii de amperi.

În circuitul de protecție pe care vi-l propunem aici sunt utilizate trei varistoare: unul între F(ază) și N(ulul) de lucru; unul între F și P(ământ); și





unul între N și P. Varistoarele sunt precedate de siguranțe, astfel încât să fie protejat numai echipamentul conectat prin intermediul acestui circuit. Dacă aceste siguranțe ar lipsi, ar fi protejată întreaga instalație de alimentare a locuinței, însă, cu riscul ca una dintre siguranțele generale să se ardă în timpul respectivei supratensiuni.

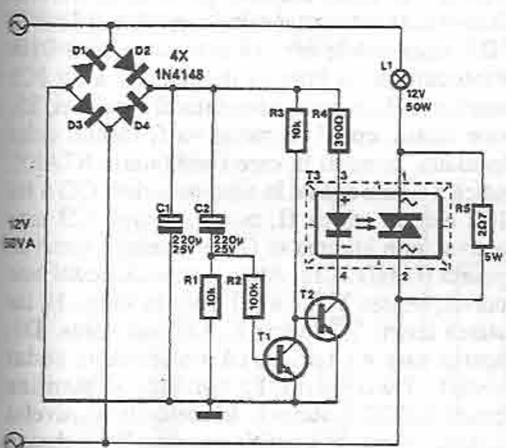
Varianta ideală de construire a montajului este într-o carcasă din material izolator, realizată artizanal, care să includă, de asemenea, priza și ștecherul. Conductoarele dezizolate de alimentare cu tensiune de la rețea trebuie să fie distanțate la cel puțin 3 mm între ele.

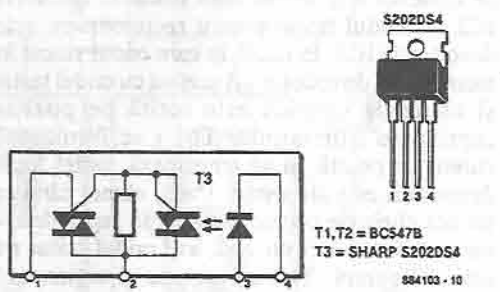
096 *Pornire în regim ușor pentru lămpi cu halogen*

Acest montaj simplu prelungește durata de viață a lămpilor cu halogen din proiectoarele de filme sau diapozitive, eliminând creșterea bruscă a temperaturii filamentului lămpii, când acesta este rece și prezintă o rezistență de valoare foarte scăzută.

Condensatorul C2 este descărcat în momentul aprinderii lămpii. În consecință, T1 conduce, T2 se blochează, iar triacul optocuplor nu este activat. Curentul inițial, de încălzire a filamentului, este limitat la valoarea sigură de aproximativ 4 A, prin rezistența R5, care șuntează triacul. În acest timp, C2 se încarcă, astfel încât tensiunea din baza lui T1 scade. Acest tranzistor se blochează, astfel încât T2 începe să conducă. Ideea forte a circuitului este că LED-ul din opto-triac face ca triacul să se aprindă numai când tensiunea alternativă de alimentare trece prin zero. Ca urmare, rezistența șunt R5 este practic scurtcircuitată iar lampa luminează la intensitatea maximă.

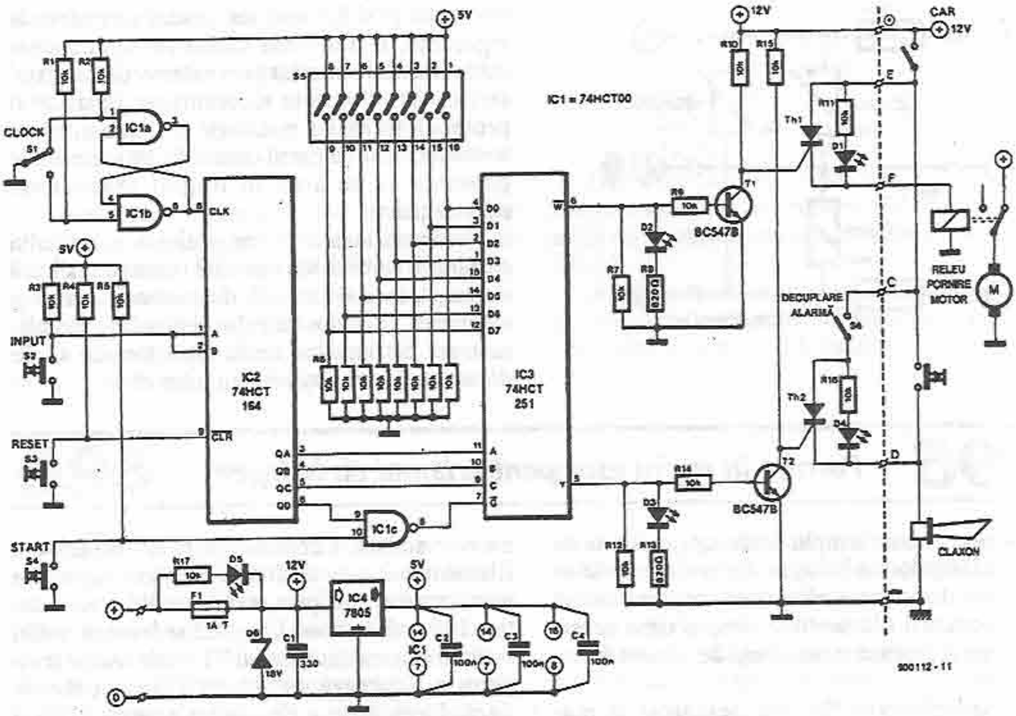
Opto-triacul va trebui montat pe un radiator termic de dimensiuni mari. Curentul maxim la ieșirea montajului este de circa 8 A.





097 *Cheie digitală, cu alarmă, pentru motor auto*

Montajul descris aici are rolul de a descuraja furtul unui automobil și, în acest scop, el blochează pornirea motorului până când va fi recunoscut un cod dinainte programat.



Codul introdus în memoria sistemului de blocare a motorului va fi reținut în memorie până în momentul când va fi șters în mod intenționat de însuși proprietarul mașinii.

Modul în care lucrează circuitul este relativ simplu. Bistabilul IC1a-IC1b formează un circuit de eliminare a oscilațiilor din impulsurile de tact generate de S1 în timp ce codul este tastat. Codul ce urmează a fi folosit este stocat în memoria IC2 iar codul tastat pentru recunoaștere este decodat de IC3. În cazul în care codul stocat în memorie se dovedește a fi același cu codul tastat și cheia de contact este rotită pe poziția „aprindere", tiristorului Th1 i se furnizează curent pe poartă, și se amorsează, astfel încât demarorul este alimentat. Dacă, atunci când se rotește cheia de contact pe poziția „aprindere", nu este tastat nici un cod, sau codul tastat nu este cel corect, Th2 se aprinde și acționează claxonul.

Vom exemplifica modul de funcționare a montajului presupunând că se va tasta codul 0101. Secvența ce se va derula odată cu apăsarea tastelor este următoarea: (S1) → (S1) → (S2, S1) → (S1) → (S4, aprindere) → start.

Aici, (S2, S1) înseamnă că S2 este închis, S1 este închis, S1 este eliberat și S2 este eliberat – în această ordine. De remarcat că rezistența R3 permite ca „1" să fie încărcat când este acționat numai S1. Bitul cel mai puțin semnificativ (LSB), care este tastat primul, nu este utilizat în IC3, deci datele efectiv introduse sunt 010. Presupunând că intrarea de date D4 a lui IC3 este logic H deoarece comutatorul asociat ei, S5, este închis, codul memorat va fi identic celui introdus. În cazul în care comutatorul START, adică S4, este apăsat în timp ce ieșirea QD a lui IC2 este în starea H, multiplexorul IC3 este activat, prin intrarea sa $\overline{G}$, de nivelul L livrat de poarta NAND IC1c. Atâta vreme cât codul este corect, ieșirea Y (pinul 5) trece în starea H, iar starea ieșirii $\overline{W}$ devine L. LED-ul verde, D3, aprins este un indiciu că s-a introdus codul corect. Tranzistorul T1 conduce și menține poarta lui Th2 în starea L. În același timp, nivelul L de la ieșirea $\overline{W}$ a multiplexorului îl blochează pe T1, astfel încât Th1 va fi amorsat prin R10.

Dacă este introdus un cod incorect, ieșirile $\overline{W}$ și Y ale multiplexorului sunt în starea H, respectiv, L. După rotirea cheii de contact, Th2 se aprinde și claxonul sună, pentru a-i avertiza, pe trecătorii din apropiere și pe proprietarul mașinii că cineva încearcă să fure autovehiculul.

De fiecare dată când pleacă din mașină,

proprietarul acesteia trebuie să pună în funcțiune încuietoarea și alarma, apăsând S3. În montaj este încorporat și un regulator standard de 5 V. LED-ul D5 va lumina atunci când siguranța ce-i este asociată, F1, se „arde“, ca rezultat al unui scurtcircuit.

Construcția practică a montajului este ușor de realizat dacă avem la dispoziție placa imprimată. Înainte de a monta pe ea tranzistoarele și tiristoarele, este recomandabil să facem o verificare a stării funcționale a circuitelor digitale.

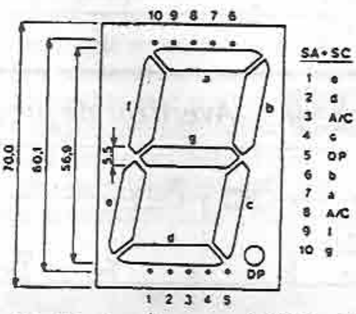
098 *Afișaj de dimensiuni mari, cu LED-uri*

Afișajele de dimensiuni mari, cu LED-uri produse de firma Kingbright, sunt potrivite îndeosebi pentru utilizare la tabele de marcaj, contoare, ceasuri digitale de exterior etc.

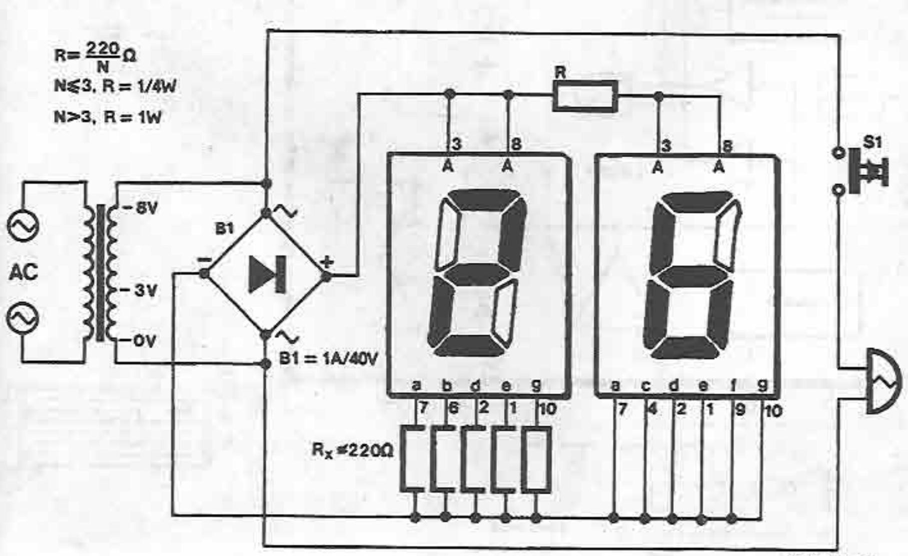
Fiecare segment de afișare conține patru LED-uri înseriate (două pentru punctul zecimal). Din cauza acestui mod de conectare și a culorii, tensiunea de lucru este destul de mare. Din considerente de siguranță, este indicată folosirea unui transformator de separație a rețelei de alimentare. Este recomandabilă redresarea dublă alternanță, căci în caz contrar „ecranul“ va pâlpâi ușor. Tensiunea redresată nu trebuie însă netezită.

În serie cu fiecare segment poate fi conectată câte o rezistență de circa 220 Ω (dependentă, într-o oarecare măsură, de tensiunea de alimentare), pentru a limita curentul la aproximativ 20 mA pe segment. Dacă numărul segmentelor operative este mereu același, va fi suficientă o singură rezistență, comună, montată pe circuitul anodului sau pe cel al catodului; în acest caz, însă, segmentele se vor conecta în paralel. Mărimea acestei rezistențe unice și puterea sa trebuie alese, bineînțeles, în funcție de numărul de segmente operative.

Afișajele sunt disponibile în varianta anod comun sau catod comun: cea de-a doua literă din simbolizarea tipului respectiv (A sau C) indică despre ce variantă este vorba. Fiecare din



884046 - 11

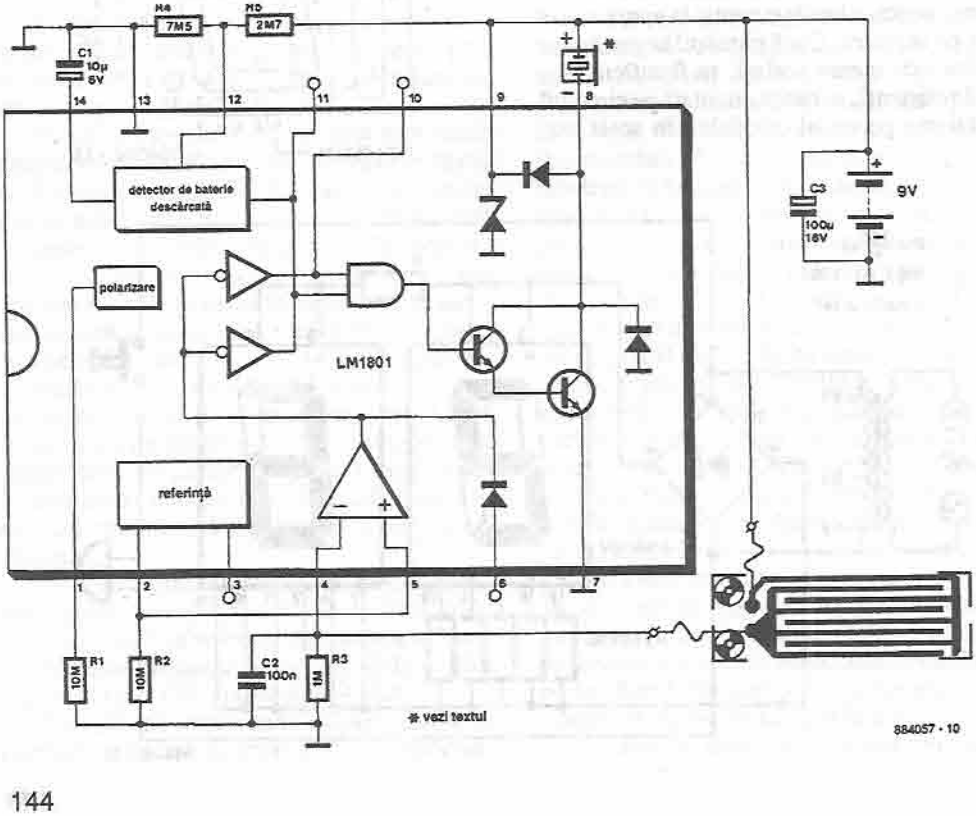


884046 - 10

cele două versiuni este fabricată în patru culori. Litera de pe afișaj (de la C până la M) indică eficacitatea acestuia (de la 70 până la 5600 µCd per 10 mA – valori minime). Afișajele de tip K (minimum 2200 µCd per 10 mA) sunt destul de luminoase pentru a putea fi văzute clar la lumina zilei.

Culoare		roșu	roșu intens	verde	galben	
Lungime de undă	λ	660	625	565	595	nm
Tensiune directă (tipică) (I_F = 20 mA)	V_F	2,0	2,0	2,2	2,1	V
Tensiune directă (maximă) (I_F = 20 mA)	V_F	2,8	2,8	2,8	2,8	V
Curent mediu maxim admis	I_F	20	30	30	30	mA
Curent maxim de vârf ($t \leq 10$ µs)	I_F	150	150	150	150	mA
Tensiune inversă maximă	V_R	5	5	5	5	V
Curent invers	I_R	100	100	100	100	µA

099 *Avertizor de prezență a apei*



Acest montaj produce un sunet puternic de avertizare, atunci când un senzor de umiditate de construcție specială detectează o cantitate de apă, oricât de mică. La instalarea senzorului în locul potrivit, montajul va furniza din timp un semnal de avertizare, înainte ca o pompă defectă, un sistem de drenaj al scurgerii, un racord de apă, o mașină de spălat rufe sau una de spălat vase să inunde baia, pivnița sau podeaua bucătăriei. În mod curent, pentru a preveni inundarea, se folosesc valve cu autoblocare și sisteme automate de închidere, dar, în principiu, acestea nu sunt destul de sensibile pentru a putea asigura gradul de protecție necesar, adică ele nu intră în funcțiune decât atunci când calamitatea din gospodăria noastră s-a produs efectiv.

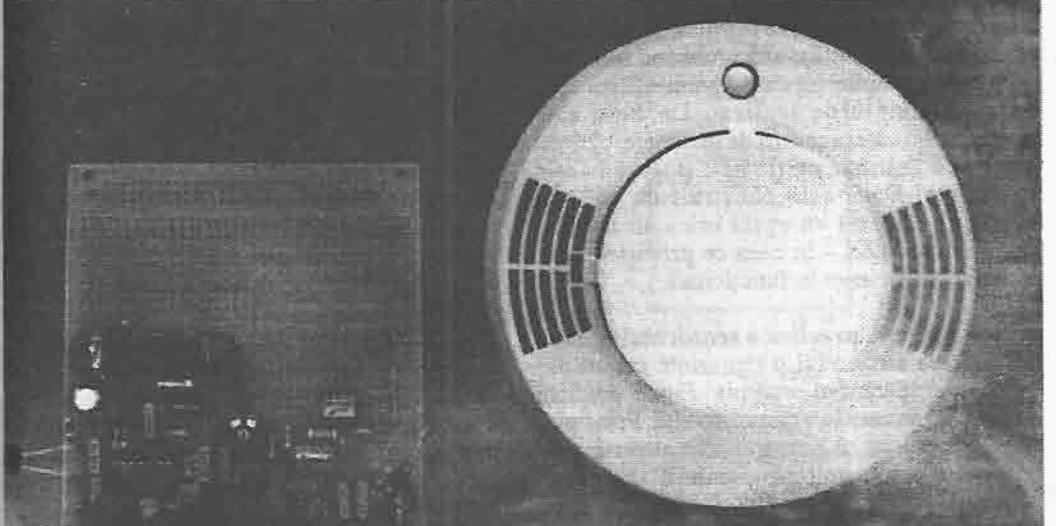
Montajul reprezintă o aplicație a comparatorului de putere scăzută tip LM1801, realizat de National Semiconductor. Tensiunea de referință pentru acest CI este fixată cu ajutorul lui R2. Când tensiunea la pinul 4 al integratului depășește pragul prestabilit, datorită faptului că senzorul a sesizat o umezeală mai mică sau mai mare, cipul va comanda buzerul piezoelectric activ, cu un curent de peste 24 mA.

În starea de supraveghere, consumul în curent al montajului este de circa 10 µA, astfel încât alimentarea de la o baterie PP3 de 9 V ar putea dura aproape un an. În sfârșit, este posibil, bineînțeles, să conectăm mai mulți senzori în paralel.

100 *Detector de fum*

Deși metodele moderne de construcție au redus în mod semnificativ riscurile ca o clădire să fie mistuită până-n temelii de un incendiu, focul poate cauza, totuși, daune considerabile. Deoarece prevenirea incendiilor trebuie să stea în atenția noastră, a tuturor, vă vom prezenta un detector de fum realizabil la un preț scăzut, care semnalizează un început de incendiu.

FOCUL, precum bine știm, este deosebit de periculos, și pare incredibil cât de puțin se face, la ora actuală, pentru a preveni apariția lui, mai ales în locuințele noastre. În schimb, în halele industriale și birouri sunt instalate echipamente complexe de detectare și stingere a focului. În prezent, majoritatea instituțiilor, dacă nu chiar toate, sunt dotate cel puțin cu echipamentul minim necesar (obligatoriu, prin lege) – adică unul sau două extinctoare. Totuși, în cele mai



multe case, mijloacele de stingere a unui foc abia declanșat se limitează la câteva găleți de apă. Și gândiți-vă că, într-o locuință a timpurilor noastre, există o mulțime de surse potențiale de incendiu: cuptorul se poate supraîncălzi, prăjitorul de pâine poate lua foc sau un scurtcircuit în rețeaua electrică poate determina aprinderea cablurilor. Mucurile de țigări nestinse reprezintă alte surse – recunoscute – de incendii grave. În concluzie, va trebui acordată o mult mai mare atenție prevenirii apariției incendiilor.

Măsurile de prevenire, cum ar fi, de exemplu, utilizarea materialelor ignifuge, pot fi întărite prin instalarea unor detectoare de fum, cu o bună siguranță în funcționare, în câteva locuri, bine alese, din casă. Detectorul optic de fum pe care îl prezentăm aici face parte din această categorie.

Nu iese fum fără foc

Deoarece prezența a aproape oricărui incendiu este însoțită de o mare cantitate de fum (înecăcios), majoritatea detectoarelor de incendiu se bazează pe principiul detectării fumului. În principal, există două tipuri de detectoare de fum: cele cu senzor radioactiv și cele cu senzor optic. Noi vom utiliza această ultimă variantă, deoarece este eficientă și sigură. Varianta cu senzori de fum cu izotopi radioactivi ar fi inadecvată, credem noi, la realizarea unei instalații de uz casnic, deoarece aceștia sunt mai greu de procurat și necesită precauții speciale de manipulare. În plus, depozitarea în siguranță a materialelor radioactive rezultate la epuizarea senzorului reprezintă o altă problemă serioasă.

Senzorul optic pe care-l vom utiliza este ieftin și simplu de realizat. De fapt, este construit din câteva resturi de materiale, o diodă cu emisie în infraroșu (IRED) și două banale fotodiode. Dacă este construit cu grijă și precizie, senzorul va egala orice alt tip disponibil în comerț – în ceea ce privește sensibilitatea și eficiența în funcționare.

Construcția practică a senzorului

Carcasa senzorului o reprezintă corpul din plastic transparent al unui pix. Fig. 1 prezintă vederea de ansamblu a dispozitivului. Principiul după care lucrează senzorul este atenuarea de către fum a transmiterii „luminii" (radiației) infraroșii (IR) prin aer. Cu cât este mai mare densitatea fumului, cu atât mai mică va fi intensitatea radiației infraroșii care cade pe fotodiodă. Emițătorul, o diodă cu emisie în infraroșu (IRED), de tip LD274, este montat într-o bucată

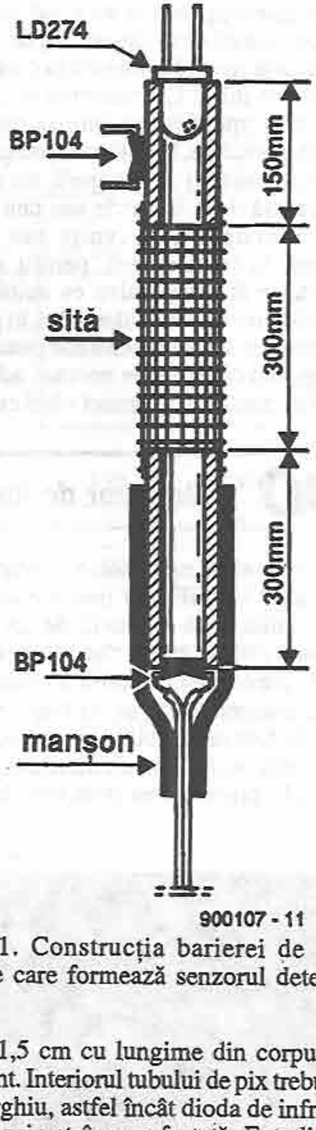


Fig. 1. Construcția barierei de radiație infraroșie care formează senzorul detectorului de fum.

de circa 1,5 cm cu lungime din corpul de pix transparent. Interiorul tubului de pix trebuie lărgit cu un burghiu, astfel încât dioda de infraroșu să se fixeze prin strângere forțată. Fotodioda este montată în mod asemănător, la capătul a încă 3 cm de tub, zonă care trebuie opacizată cu ajutorul unui manșon din material termocontractibil sau al unei benzi autoadezive de culoare neagră. Deși nu este obligatoriu pentru emițător, alte câteva manșoane termocontractibile ar putea fi folosite pentru ca diametrul său exterior să devină egal cu cel al tubului receptorului. Se procedează astfel în special pentru a putea monta mai ușor ambele tuburi față în față, pe o plăcuță de cablaj care poate găzdui și montajul electronic.

Nu opacizați tubul emițătorului pe toată lungimea sa, deoarece pe el trebuie montată o

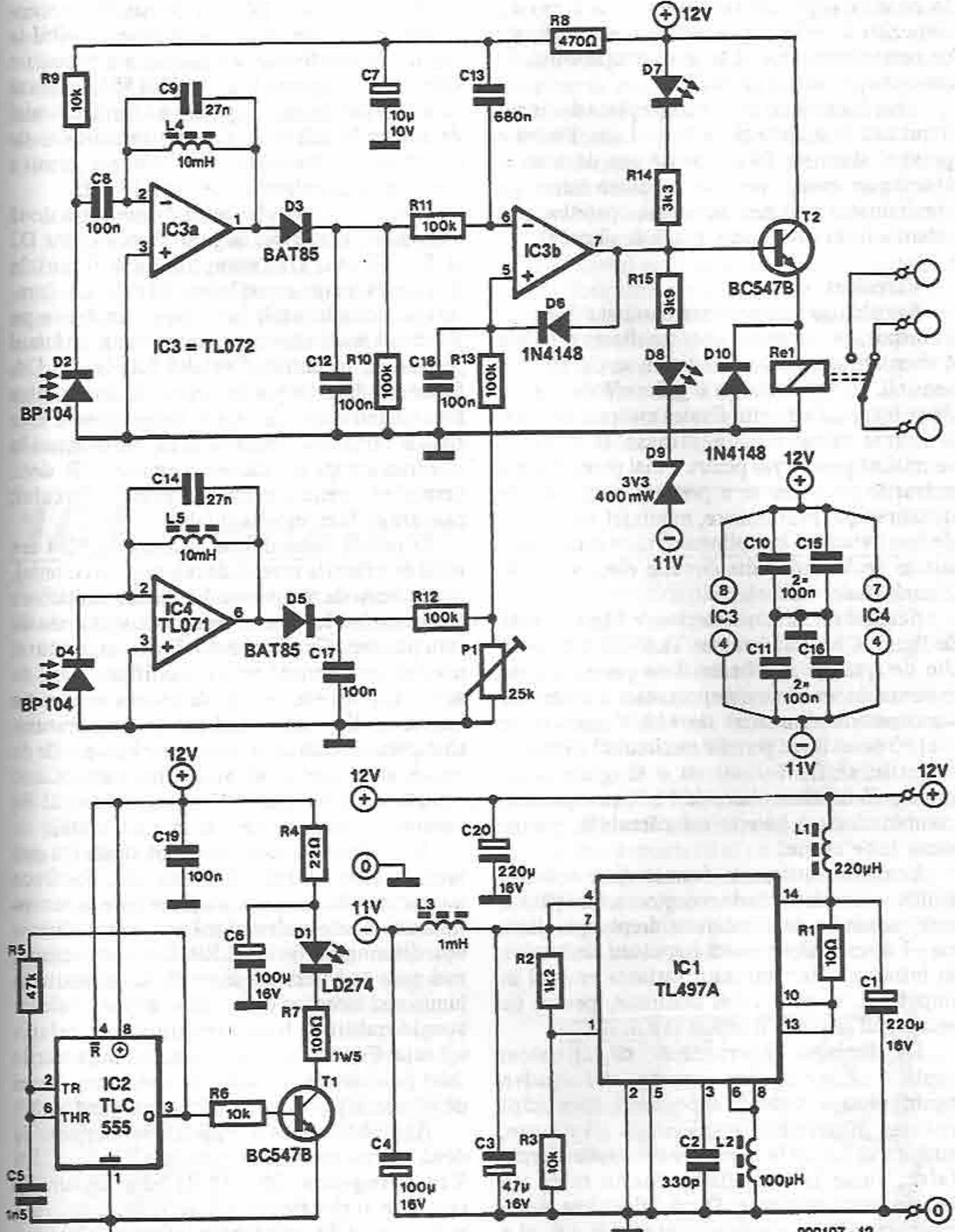


Fig. 2. Schema detectorului optic de fum. Releul de pe circuitul de ieșire permite conectarea directă la un sistem de alarmă deja existent.

fotodiodă suplimentară, pentru a servi ca dispozitiv de referință. Această diodă este fixată pe peretele exterior al tubului emițătorului, în contact optic direct cu IRED-ul.

Cele două tuburi se fixează pe placa de circuit imprimat, la o distanță de circa 3 cm. Pentru a preveni alarmele false, declanșate de insecte zburătoare care, eventual, ar putea întrerupe continuitatea radiației infraroșii, spațiul dintre tuburi a fost protejat cu o plasă de sârmă fină.

Circuitul

Sensibilitatea unui montaj destinat a fi utilizat ca dispozitiv electronic de semnalizare pretinde o abordare atentă. Dacă realizăm un circuit prea sensibil, se vor declanșa o grămadă de alarme false. Invers, dacă sensibilitatea este prea scăzută, o anume situație primejdioasă ar putea fi semnalată prea târziu pentru a mai putea fi luate măsurile necesare și a preveni consecințele dezastruoase. Prin urmare, montajul senzorului de fum trebuie să îndeplinească niște cerințe mai stricte decât multe alte circuite electronice de complexitate similară.

Schema circuitului detector de fum este dată în fig. 3. Circuitul integrat TL497A din colțul din dreapta-jos al schemei face parte dintr-un inversor de tensiune compact, care convertește tensiunea de alimentare de +12 V într-una de −11 V. Acest lucru permite ca circuitul alimentat simetric să fie folosit cu o singură sursă principală de alimentare, de 12 V, care poate fi combinată cu o baterie reîncărcabilă, pentru cazurile de avarie.

Senzorul optic este format dintr-o diodă emițătoare și două diode receptoare. Emițătorul este comandat de o tensiune dreptunghiulară, care-l determină să emită impulsuri de lumină în infraroșu. Este utilizată varianta emisiei în impulsuri, și nu a celei continue, pentru ca receptorul să poată fi cuplat la c.a.

După câteva experimentări cu un sistem cuplat în c.c., s-a confirmat, cu rezultate negative pentru situația noastră, dependența intensității radiației infraroșii de temperatură. Ca urmare, emițătorul cuplat în c.c. a produs multe alarme false, chiar la modificări foarte mici ale temperaturii ambiante. După înlocuirea sistemului cu unul în varianta cu cuplaj în c.a., el a dovedit imunitate deosebită la variațiile de temperatură, în principal datorită faptului că variațiile de tensiune de joasă frecvență au fost eliminate prin filtre.

Pentru a limita lățimea de bandă a receptorului și a-l face, astfel, mai puțin sensibil la zgomot și interferențe tip impuls, s-a folosit un filtru L-C. Integratul IC2, de tipul 555, lucrează ca multivibrator astabil, pentru a-i furniza diodei de emisie în infraroșu (IRED) impulsurile de comutare, prin tranzistorul T1. Aici s-a folosit o frecvență a impulsurilor de circa 10 kHz.

Schema montajului pune în evidență două receptoare, construite în jurul fotodiodelor D2 și D4. Prima, D2, recepționează fluxul în infraroșu care a străbătut dârele de fum. Intensitatea luminii infraroșii incidente pe fotodiodă scade când fluxul este atenuat de fumul produs de incendiu. Cealaltă fotodiodă, D4, formează dispozitivul de referință. Intensitatea luminii infraroșii pe care o recepționează este fixă, în principiu, atunci când ea este montată în imediata apropiere a diodei cu emisie în IR, deci, pentru ea, atenuarea suplimentară a fluxului, cauzată de fum, este neglijabilă.

Deoarece semnalul de la ieșirea lui D4 are rolul de a furniza nivelul de referință din montaj, dependența de temperatură a diodei emițătoare nu are nici un fel de efect asupra modului său de funcționare. Când se modifică temperatura, nivelul de referință se va modifica odată cu aceasta. Rețineți, totuși, că ieșirea diodei cu emisie în IR scade când crește temperatura. Comparatorul din detector compară nivelurile de ieșire ale celor două amplificatoare. Când echilibrul dintre ele este stricat, montajul va produce o avertizare de prezență a fumului.

Amplificatorul construit cu fotodioda D2 este mult mai sensibil decât cel cu D4, deoarece intensitatea luminii infraroșii pe care o recepționează el este mult mai scăzută. Sensibilitatea este determinată de R8 și R9. Datorită tensiunii mai mari de polarizare de pe diodă, intensitatea luminoasă începând de la care se obține o valoare considerabilă a fotocurentului este relativ scăzută. Condensatorul C7 elimină impulsurile false produse, de exemplu, de comutarea sursei de alimentare, a frigiderului sau a aspiratorului.

Amplificatoarele IC3a și IC4 sunt urmate de două redresoare simple compuse din D3-C12-R10 și, respectiv, D5-C17-R12-P1. Tensiunile continue furnizate de aceste redresoare sunt strâns legate de intensitatea măsurată a luminii infraroșii. Semnalele de la ieșire sunt comparate de IC3b, a cărui ieșire comută un releu, prin intermediul tranzistorului T2.

Pentru indicarea stării detectorului de fum,

sunt utilizate două LED-uri. Starea de „așteptare“ este semnalată de D7, iar alarma de „fum“ – de D8. Semireglabilul P1 determină nivelul la care comparatorul declanșează. Cu cât este mai mare sensibilitatea acestuia, cu atât mai mică este cantitatea de fum necesară acționării releului.

Realizarea practică

Montajul va fi realizat cu ușurință pe o plăcuță de circuit imprimat. La determinarea poziției componentelor pe placă, țineți cont ca toate conexiunile la masă să fie menținute cât mai scurte posibil, iar comutatorul sursei de alimentare să fie amplasat cât mai departe de etajele de intrare. Bobinele L4 și L5 trebuie să aibă o rezistență proprie mai mică de 10 Ω. La prototip s-au folosit, cu bune rezultate, cele din seria 10RB, produse de firma Toko. Este necesară o rezistență proprie scăzută a acestora pentru a se putea asigura un factor de calitate Q suficient de mare pentru filtrul L-C. Un factor Q de valoare scăzută ar mări lățimea de bandă și sensibilitatea la zgomot ale receptorului.

Pentru rezultate optime, ideal ar fi să faceți mai multe încercări, variind distanța dintre cele două tuburi care formează senzorul.

Testați montajul apropiind o țigară sau suflând fumul ei către senzor. Noi am constatat că sensibilitatea circuitului este optimă cu P1 reglat puțin înaintea limitei în poziția la care acționează releul. Deoarece releul utilizat are un contact închis și unul normal deschis, detectorul nostru de fum poate fi direct integrat în aproape orice sistem de alarmă de dimensiuni mai ample, printr-un cablu cu două conductoare.

101 *Indicator de „cadă plină“*

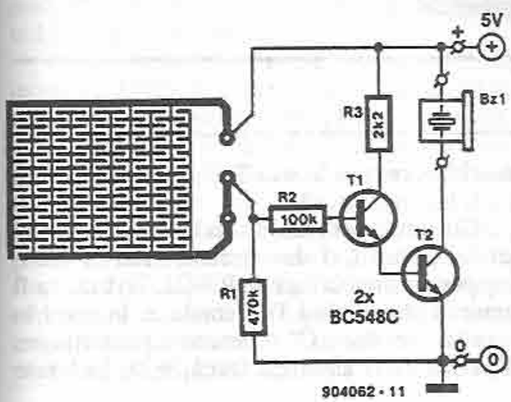
Revărsarea apei din cadă se poate transforma într-un mic dezastru casnic, dacă uitați să închideți la timp robinetele. Indicatorul pe care vi-l prezentăm aici pune în funcțiune un buzer activ, pentru a realiza o avertizare sonoră în momentul când s-a atins un anumit nivel al apei.

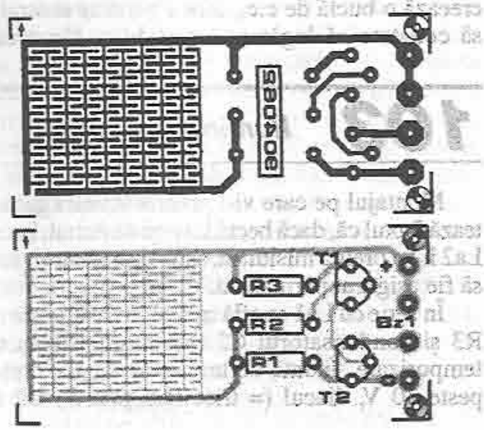
Deoarece senzorul de apă și circuitul de comandă pentru buzer sunt amplasate pe aceeași placă de circuit imprimat, indicatorul, împreună cu bateria sa de 9 V și buzerul pot fi montate într-o carcasă compactă.

Evident că senzorul, care este realizat, prin corodare, pe placă, nu trebuie să fie montat pe căzile de fier sau oțel, de care indicatorul se fixează prin intermediul unui magnet lipit pe carcasă. Pentru a evita zgârierea căzii, magnetul poate fi acoperit cu plastic sau cauciuc. În cazul în care cada dumneavoastră este din polipropilenă, indicatorul trebuie prins de ea cu două cleme sau cu bandă adezivă dublă-față.

Când apa ajunge la nivelul senzorului, baza lui T1 este conectată la borna de alimentare pozitivă. Ca urmare, T1 și T2 se deschid, astfel încât buzerul Bz1, de tipul cu autooscilație, este pus în funcțiune. Curentul ce se stabilește prin circuit, în aceste condiții, este de circa 25 mA.

Pentru ca montajul să nu fie pus în funcțiune de abur, ar putea fi necesară reducerea sensibilității acestuia prin mărirea valorii lui R2. În vederea prevenirii corodării, este recomandabilă cositorirea plăcii de circuit imprimat.





Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 470 kΩ
R2 = 100 kΩ
R3 = 2,2 kΩ

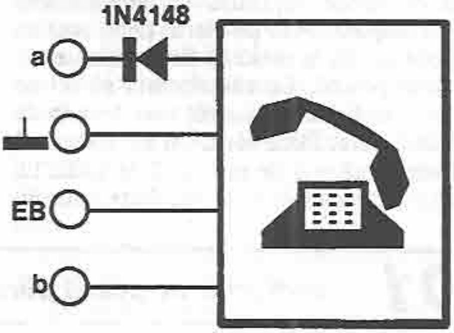
Semiconductoare:
T1, T2 = BC548C

Diverse:
Bz1 = rezonator activ piezoceramic

102 *Babysitter electronic, cu o singură diodă*

Supravegherea copiilor, în zilele noastre, a devenit o activitate comercială – și majoritatea tinerilor cărora li se solicită acest serviciu (babysitters) pretind un comision. Vă prezentăm aici o modalitate de a tăia din bugetul familiei cheltuielile legate de babysitter, și de a rămâne, în același timp, cu sufletul împăcat, știind că „acasă" situația este sub control.

Ideea de la care se pleacă este să conectați dioda așa cum se vede în figură, să așezați telefonul în camera copilului, să ridicați receptorul și să deconectați restul aparatelor telefonice din casă. Odată ajunși la amfitrionii dumneavoastră, nu vă mai rămâne decât să formați numărul de telefon de acasă și să ascultați!



904121 - 11

Modul de funcționare a circuitului este destul de simplu. În mod obișnuit, centrala telefonic „vede" o linie telefonică decuplată (circuit deschis) din cauza diodei, ca și cum telefonul-extensie nu este conectat.

Atunci când centrala încearcă stabilirea contactului cu un telefon-extensie, este „selectată" linia respectivă. Acest lucru se face prin comutarea de pe „stand by" (așteptare) (a>b) pe „selected" (selectat) (a<b). Numai atunci este trimis tonul de apel, cu condiția ca centrala să constate că este activă extensia. Odată linia selectată, dioda începe să conducă. Aceasta creează o buclă de c.c., care-i permite centralei să constate că legătura s-a stabilit. Deoarece receptorul este ridicat, se vor stabili, în mod automat, conexiunile pentru ascultare/vorbire, în punctele „a" și „b". Neexistând semnal de sonerie, bebelușul nu este deranjat.

Posesorii telefoanelor tip T65, sau ai altora similare, nici măcar nu mai trebuie să ridice receptorul, pentru această aplicație: dioda poate fi conectată de lamela terminală din interiorul telefonului, între bornele 1 și 6 (catodul la pinul 1).

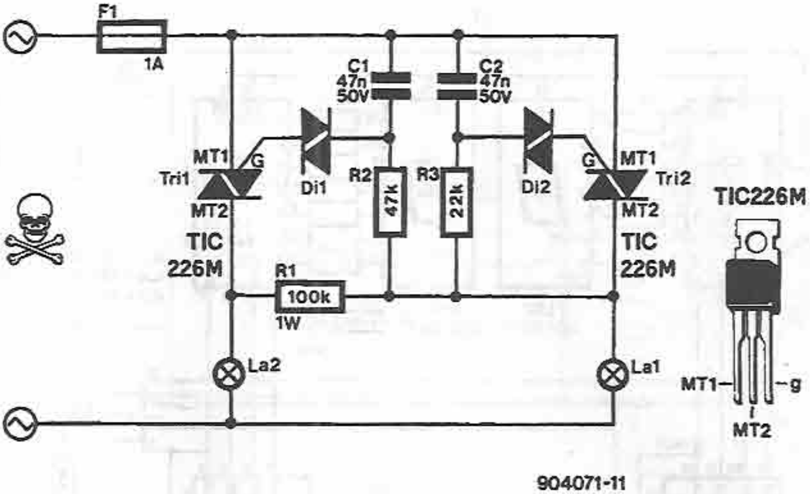
Din păcate, după aceste modificări, telefonul nu mai poate fi folosit în mod obișnuit. Va trebui ca dioda să fie conectată printr-un comutator pentru a permite activarea sau dezactivarea funcționării telefonului ca babysitter – după necesități.

103 *Iluminat garantat*

Montajul pe care vi-l prezentăm aici garantează faptul că, dacă becul La1 își dă duhul, becul La2 îi va prelua misiunea, astfel încât iluminatul să fie asigurat permanent.

În serie cu La1 se află triacul Tri2. Rezistența R3 și condensatorul C2 formează o rețea de temporizare. Îndată ce tensiunea pe C2 crește peste 30 V, diacul (= triac fără poartă) D2 se deschide, ceea ce face ca Tri2 să conducă, astfel încât La1 luminează.

Circuitul de comandă a lui La2 este în paralel cu cel pentru La1 dar, deoarece R2-C1 are o temporizare dublă față de R3-C2, Tri1 nu va fi amorsat atunci când Tri2 conduce. În cazul în care Tri2 conduce, C1 se descarcă, și, ca urmare, Tri1 nu va fi amorsat. Dacă, însă, La1 este



întrerupt, există de asemenea tensiune pe ambele rețele RC, prin La2 și R1. Și în acest ultim caz, Tri2 va fi amorsat primul, dar, din întrucât curentul prin el este mai mic decât propriul său curent de menținere, va înceta aproape imediat să conducă. În această situație, condensatorul C1 va continua să se încarce și, în scurt timp, Tri1 se va deschide.

Deoarece constanta de timp pentru La2 este ceva mai mare decât cea pentru La1, întotdeauna intensitatea cu care luminează La2 va fi puțin mai slabă decât cea a lui La1. Dacă se dorește, becul La2 poate fi ales cu o putere nominală puțin mai mare decât a lui La1, pentru a asigura intensități egale de iluminare.

Fără radiatoare termice, triacele pot comanda până la 100 W fiecare; cu radiatoare, pot fi comandate puteri de până la 1000 W. Nu este indicat să se folosească becuri cu puteri sub 25 W, deoarece este posibil ca acestea să pâlpâie.

Traicele pot fi de orice tip, cu condiția să poată comanda cel puțin 400 V și peste 5 A. La prototip s-au folosit cele de tip M, de 600 V și 5 A.

104 *Numără zilele...*

Dacă este necesar, sau se dorește, să se numere zilele până la un anumit eveniment, sau dată, montajul din figură, care poate număra cel mult până la 99, poate fi considerat un ajutor util în a ține cont câte zile au trecut.

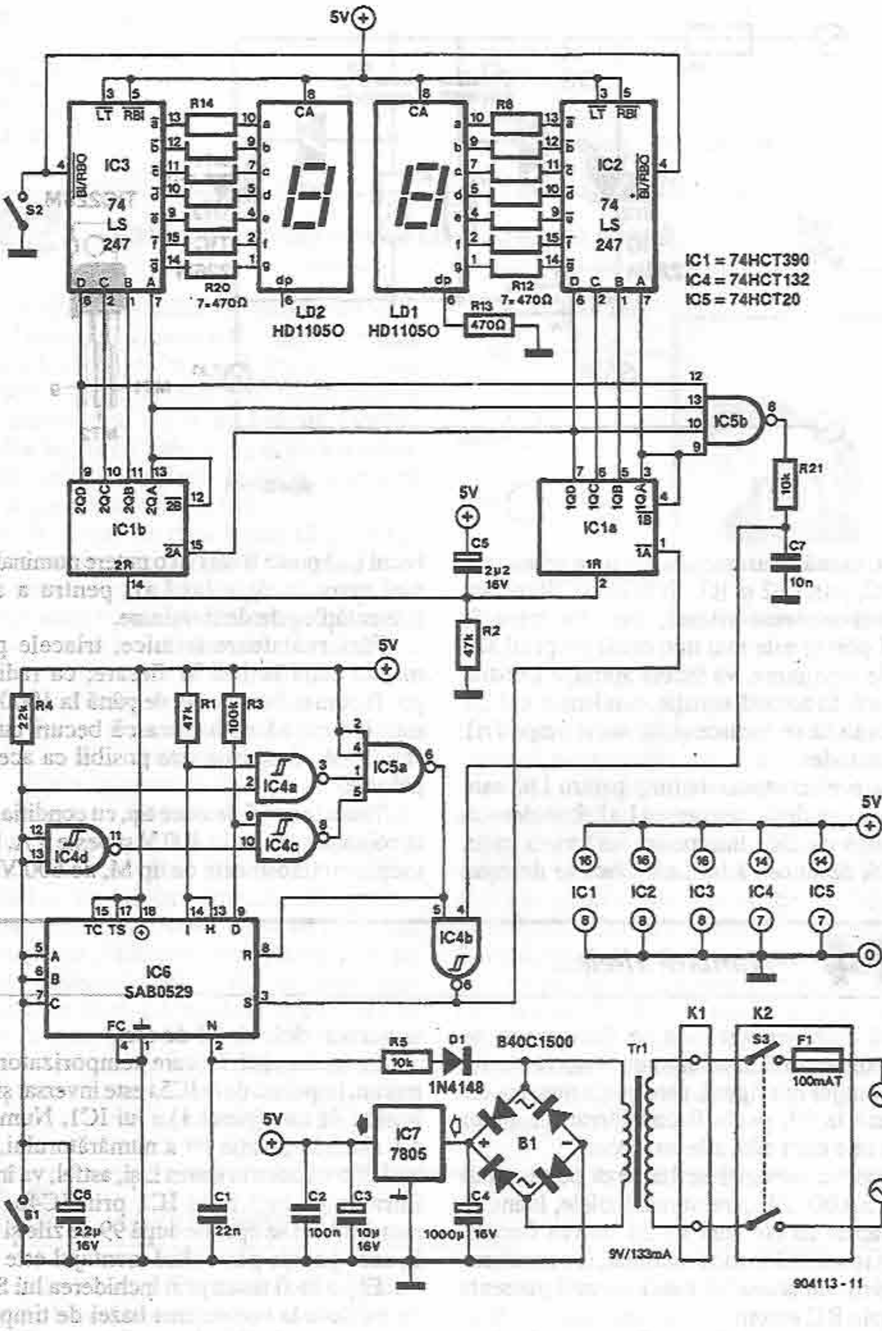
Concepția schemei se bazează pe circuitul integrat SAB0529, care numără zilele, luând în calcul faptul că ele sunt de 24 de ore fiecare. Cipul se resetează în mod automat, la conectarea alimentării: de aceea nu este necesară prezența unei rețele RC externe.

Când comutatorul S1 este în poziția deschis, pinii I și H de ieșire cu colector în gol ai lui IC6 sunt în starea logic H timp de 24 de ore după conectarea alimentării. După scurgere acestui timp, temporizatorul de 24 de ore este resetat printr-un „1", prin poarta IC5a (NAND) și începe următorul ciclu de 24 de ore.

În momentul în care temporizatorul este resetat, impulsul de la IC5a este inversat și aplicat intrării de tact (pinul 1) a lui IC1. Numai când s-a ajuns la poziția 99 a numărătorului, ieșirea lui IC5b va trece în starea L și, astfel, va întrerupe intrarea de tact a lui IC1 prin IC4b. Astfel, numărătorul se oprește după 99 de zile și rămâne în acea poziție până când montajul este resetat.

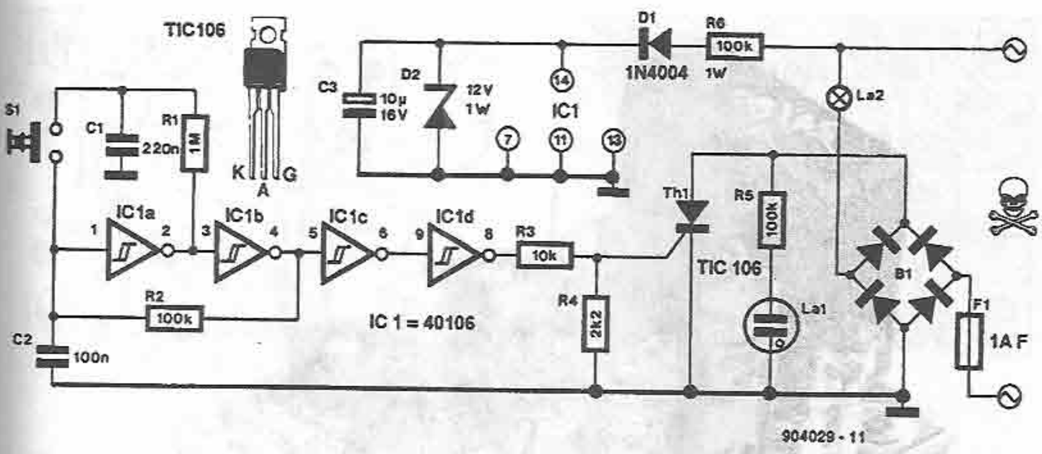
El poate fi testat prin închiderea lui S1, ceea ce va duce la convertirea bazei de timp într-un tact pe secunde. Cu alte cuvinte, numărătorul va putea atinge poziția 99 după doar 99 de secunde.

Cu afișajul în funcțiune și S1 deschis, circuitul consumă un curent de aproximativ 100 mA; în poziția „economic" (cu S1 închis) acesta se reduce la aproape 10 mA.



105 *Comutator electronic pentru iluminat*

Acest comutator de lumină permite ca un bec alimentat de la rețea (La2, în schemă) să fie aprins sau stins prin apăsarea unui buton. Dacă butonul are și o lampă cu neon miniaturală



încorporată, comutatorul va fi ușor de reparat în întuneric. Tensiunea pentru alimentarea montajului derivă și ea tot din tensiunea rețelei, prin reducere și redresare cu R6 și D1. Mai departe, tensiunea continuă este netezită și stabilizată la 12 V de C3 și, respectiv, D2. Butonul cu revenire S1 este integrat în circuitul bistabil realizat cu inversoarele trigger Schmitt IC1a și IC1b. De fiecare dată când este apăsat butonul, ieșirea lui IC1b basculează. Nivelul logic de la ieșire este aplicat unui divizor de tensiune, R3-R4, prin porțile IC1c și IC1d. Divizorul de tensiune furnizează curentul de amorsare pentru tiristorul Th1. Un „1" logic la ieșirea lui IC1b face ca tiristorul să fie amorsat și, deci, becul să fie alimentat, prin puntea redresoare B1. Această punte redresoare este necesară deoarece, fără ea, tiristorul ar permite doar trecerea unei semialternanțe a tensiunii de alimentare, ceea ce ar face imposibil ca becul să lumineze la intensitatea sa maximă.

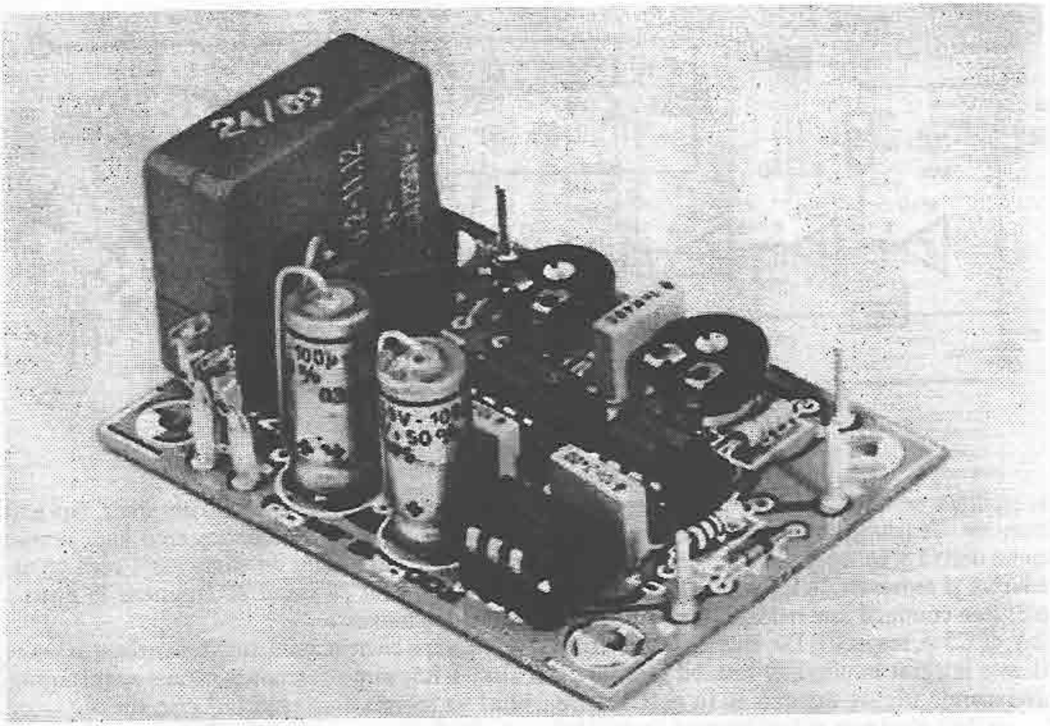
Lampa cu neon miniaturală și rezistența serie (La1 și R5) sunt conectate în paralel cu tiristorul. La1 va lumina doar când La2 este stinsă.

Deoarece montajul este conectat direct la rețea, el trebuie încapsulat într-o carcasă de plastic, pentru a se asigura cerințele de izolare. Butonul acționat prin apăsare trebuie dimensionat la tensiunea rețelei de alimentare. **Nu** este permisă, aici, utilizarea unor butoane de tip miniatural. În sfârșit, tiristorul poate comuta sarcini de până la 200 W fără a avea nevoie de radiator termic.

106 *Portar electronic*

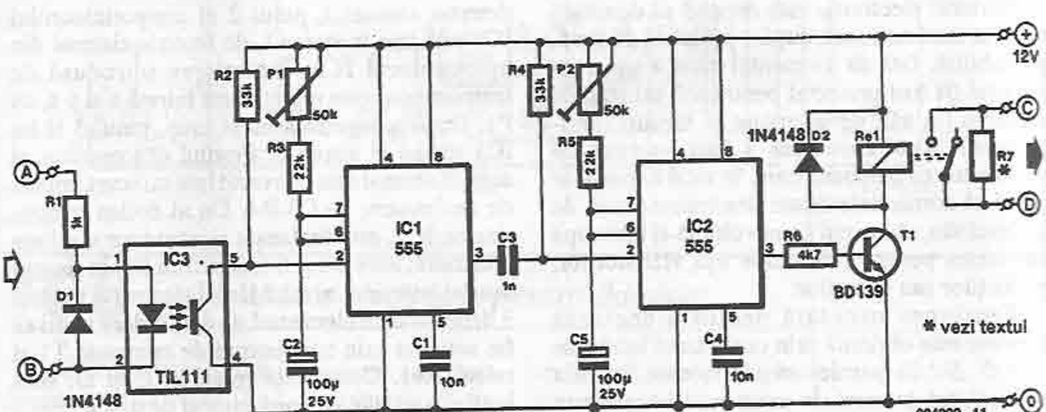
Portarul electronic este capabil să deschidă o ușă în mod automat, după o perioadă de timp, prestabilită, față de momentul când a sunat un clopoțel. A fost proiectat pentru a fi utilizat, de exemplu, în săli de așteptare și birouri (anticamere). Realizarea lui a fost impusă de necesitatea ca persoana care, în mod normal, ar trebui să comande/execute deschiderea ușii, de la biroul său, să nu mai fie nevoită să-și întrerupă activitatea pentru a deschide ușa vizitatorilor, pacienților sau clienților.

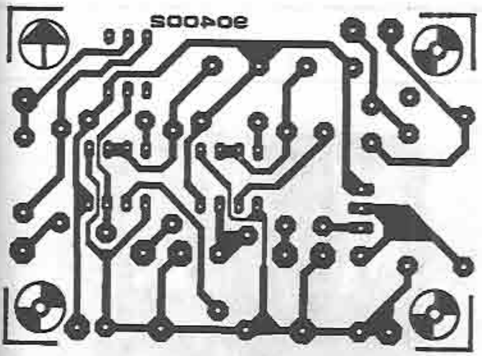
Tensiunea necesară pentru a declanșa circuitul este obținută prin conectarea intrărilor „A" și „B" în paralel cu clopoțelul, soneria electrică sau buzerul. În momentul în care este detectat semnalul, pinul 2 al temporizatorului IC1 este tras în starea L de fototranzistorul din optocuplorul IC3. Întârzierea introdusă de temporizator este reglată brut între 3 s și 6 s, cu P1. După scurgerea acestui timp, pinul 3 al lui IC1 revine în starea L. Frontul descrescător al acestui semnal este convertit într-un scurt impuls de declanșare, de C3-R4. Un al doilea temporizator, IC2, este declanșat și introduce o a doua întârziere, între 2 s și 6 s, fixată cu P2. În timpul acestei întârzieri, nivelul H de la ieșirea al pinului 3 determină ca elementul de deschidere a ușii să fie acționat prin tranzistorul de comandă T1 și releul Re1. Contactele releului, C și D, sunt legate în paralel cu comutatorul de deschidere a

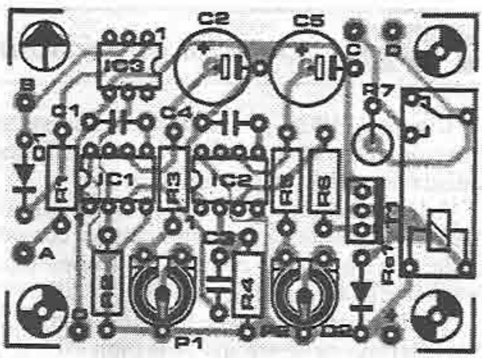


ușii deja existent. Rezistența R7 elimină vârfurile de tensiune inductivă atunci când „portarul“ este inactiv, pentru a preveni declanșările eronate ale temporizatoarelor. Evident, aceasta nu trebuie să fie chiar atât de scăzută încât să determine deschiderea ușii în clipa în care contactele releului se conectează la comutatorul de pe biroul dumneavoastră.

Cu ajutorul semireglabilelor din montaj este posibil ca timpul de așteptare și durata cât ușa rămâne dechisă să fie reglate, în funcție de necesitățile concrete. În practică, un timp de circa 4 s alocat stării „ușă deschisă“ s-a dovedit a fi optim.







Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 1kΩ
R2, R4 = 33 kΩ
R3, R5 = 22 kΩ
P1, P2 = 50 kΩ semireglabil

Condensatoare:
C1, C4 = 10 nF
C2, C5 = 100 µF / 25 V, cu terminale de implantare
C3 = 1 nF

Semiconductoare:
IC1, IC2 = 555
IC3 = TIL111
D1, D2 = 1N4148
T1 = BD139

Diverse:
Re1 = releu de 12 V pentru montare pe cablaj (de exemplu, Siemens V23127-B00-A101)
Placă de circuit imprimat tip 904002

107 *Lumină de noptieră, cu autodeconectare*

Acest montaj ne este necesar pentru a afla ora pe timpul nopții, pentru a nimeri drumul spre ușă și așa mai departe.

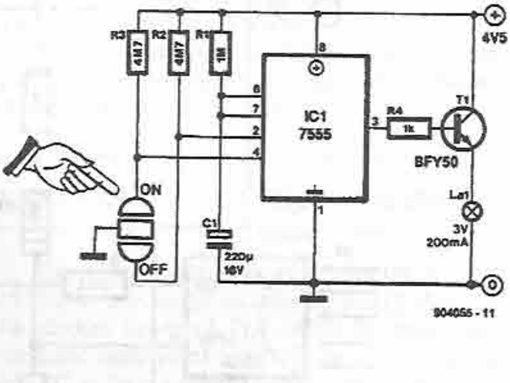
Construcția lui are la bază binecunoscutul temporizator CMOS tip 7555 conectat ca monostabil, a cărui constantă de timp, t, cu mărimile indicate în schemă ale componentelor, introduce o întârziere de circa 5 minute înainte ca lumina să se stingă. În principiu, întârzierea va fi calculată cu formula:

t = 0,69xR1xC1 [secunde]

unde R1 este în ohmi iar C1 în farazi.

Rezistențele R2 și R3 au rolul de a trage la plus intrările de declanșare, respectiv de reset.

Senzorii sunt utilizați pentru a declanșa monostabilul sau pentru a-l reseta înainte de a se scurge timpul de întârziere. Ieșirea temporizatorului îl comandă pe T1, prin R4. Tranzistorul poate comuta până la 250 mA, fără să necesite radiator termic.



Se pot folosi becuri de putere mai mare sau mai mică, în funcție de scop, dar nu trebuie să uitați, în acest context, de costul bateriilor.

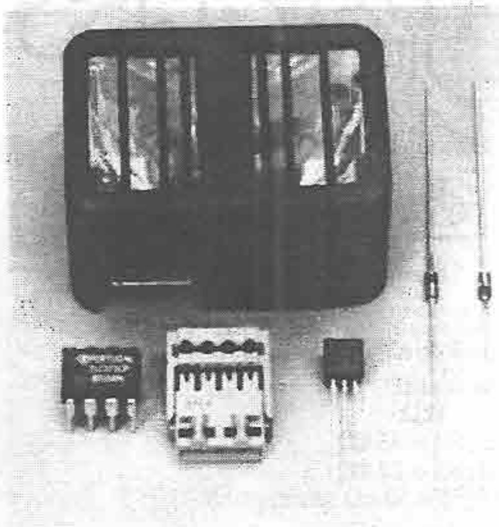
În starea de așteptare, la prototip, curentul a fost de 35 µA, la o tensiune de alimentare de 4,5 V.

108 Detector de infraroșii

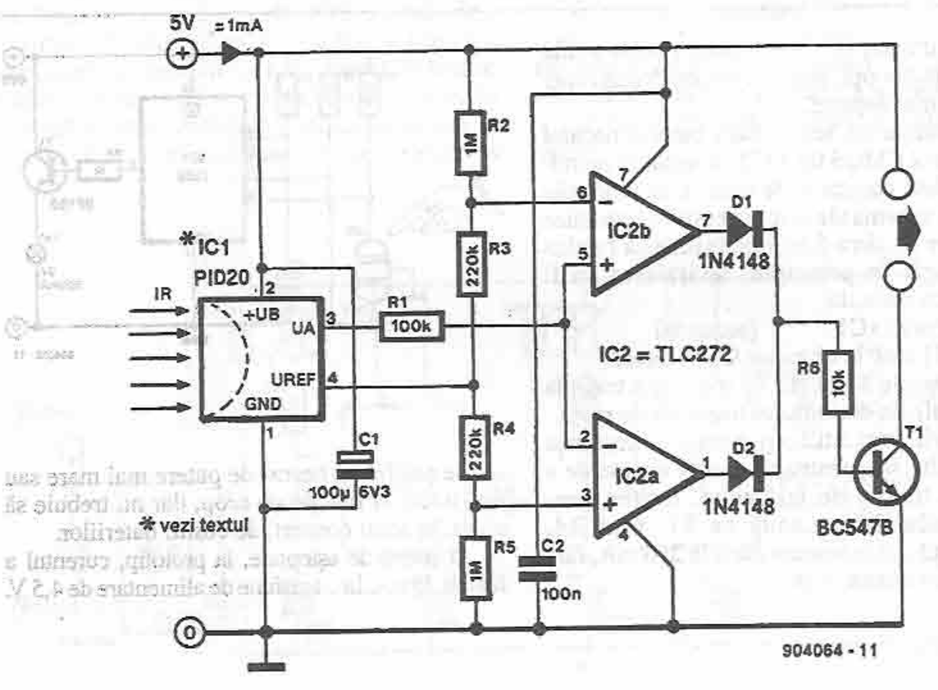
Circuitul PID20, produs de Siemens, este un detector pasiv de infraroșii, care transformă radiația termică în impulsuri electrice.

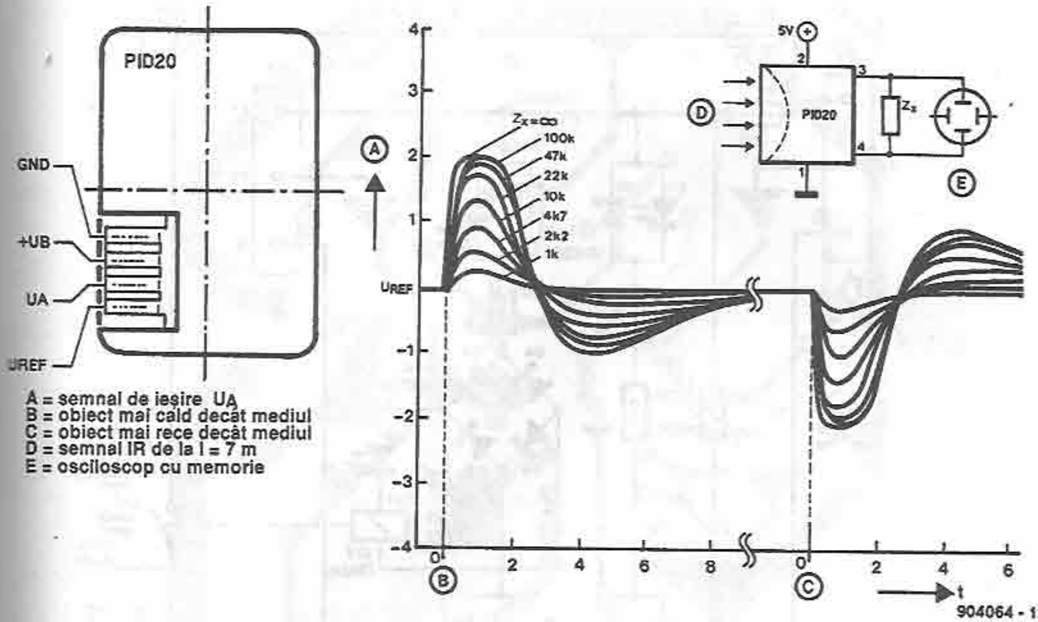
Adăugarea la acesta a încă două amplificatoare operaționale și a altor câtorva componente este suficientă pentru construirea unui detector eficace de infraroșii (IR).

Mărimea semnalului de la ieșirea lui PID20 este determinată de sarcina de la pinii săi 3 și 4, după cum se vede și în fig. 2, în diagrama ce reprezintă semnalul la ieșire pentru sarcini cuprinse între 1 kΩ și ∞. Din alura caracteristicilor reiese clar că, pentru a obține un semnal bun la ieșire, este necesară o sarcină rezonabil de mare. În schema din figură, amândoi pinii de ieșire au ca sarcină 100 kΩ (R1 la pinul 3 și R3 șuntată de R4 la pinul 4). Semnalul de ieșire la pinul 3 este comparat cu o tensiune de referință egală cu jumătate din tensiunea de alimentare. Tensiunea de referință este preluată de la divizorul de tensiune R2-R3-R4-R5. La apropierea unui obiect mai cald decât mediul care îl înconjoară, sau la îndepărtarea unui obiect mai rece ca mediul ambiant, tensiunea la ieșire crește.



Remarcați ondulațiile din fig. 2 apărute în urma unor astfel de schimbări ale ambientului. Apariția bruscă a unui obiect cu temperatură mai ridicată





face ca tensiunea la ieșire întâi să crească și, după câteva secunde, să scadă, uneori chiar sub nivelul tensiunii de referință. În practică, trebuie să se țină cont cu mare atenție de acest comportament.

Variația tensiunii la ieșirea senzorului va fi comparată, de IC2a și IC2b, cu tensiuni situate cui 0,5 V sub și, respectiv peste tensiunea de referință. În funcție de nivelul la ieșire, unul dintre comparatoare basculează și îl deschide pe T1. Acest tranzistor poate fi folosit, de exemplu, pentru a comanda un releu (până la 100 mA). Se poate conecta, de asemenea, câte un tranzistor (și o diodă) la fiecare amplificator operațional, sesizând imediat dacă vreo sursă oarecare a determinat o creștere sau o descreștere a radiației termice.

În varianta pe care v-o propunem, circuitul absoarbe un curent de circa 1 mA (din care cam 0,2 mA sunt rezervați pentru senzor). Dacă vrem să reducem curentul, trebuie să-l înlocuim pe TLC272 cu un TLC27L2.

Montarea senzorului trebuie făcută cu un conector special (consultați, eventual, un catalog de componente electronice).

109 *Comutator închis/deschis pentru tensiunea rețelei, subordonat*

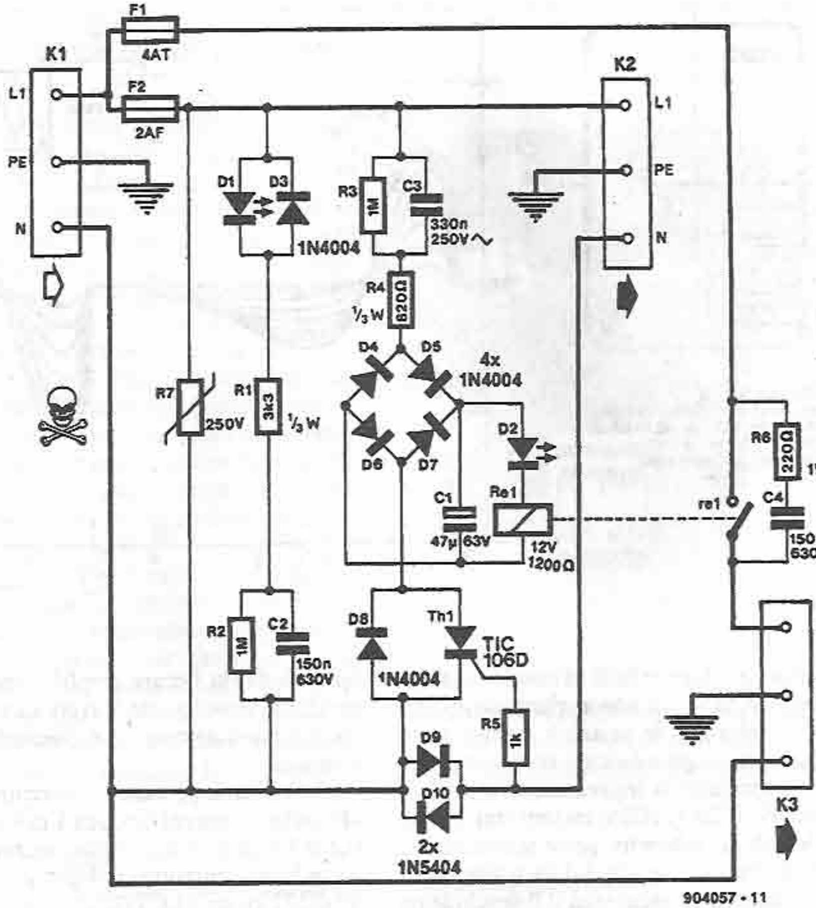
Cu acest montaj se poate comuta, în mod automat, starea cuplat/decuplat a unui echipament cu alimentare de la rețea, după ce un alt circuit, master, a fost trecut în starea cuplat/decuplat. O posibilă utilizare ar fi la combinele audio în care un număr oarecare de surse de semnal, de exemplu radioul, CD player-ul și casetofonul trebuie să fie deschise și închise la unison cu amplificatorul de putere.

Montajul lucrează pe principiul sesizării curentului pe liniile de alimentare de la rețea ale circuitului master, care trebuie, deci, să fie conectat la K2.

Când circuitul master este conectat, apare o cădere de tensiune pe diodele D9 și D10. Aceasta va amorsa tiristorul Th1. Aflat în conducție, tiristorul conectează punctul comun al diodelor D6-D7 la borna neutră. Tensiunea rezultată la ieșirea punții redresoare – circa 25 V – este netezită de C1 și apoi aplicată bobinei releului Re1.

Când releul este alimentat, fapt indicat prin aprinderea lui D2, contactele sale vor face legătura între borna de fază a alimentării și K3, la care sunt conectate circuitele slave.

Când circuitul master este deconectat,



tiristorul încetează să mai conducă, astfel încât releul este scos de sub tensiune şi faza alimentării este deconectată de la K3.

Reactanţa condensatorului C2 limitează la o valoare de siguranţă curentul prin indicatorul închis/deschis D1. Rezistenţa R2 permite descărcarea condensatorului după ce intrarea a fost deconectată de la reţea. Similar, C3 se descarcă prin R3, după întreruperea alimentării.

Reţeaua R6-C4, montată în paralel cu contactul releului, previne apariţia unor vârfuri şi a altor semnale de zgomot, generate atunci când releul este acţionat sau decuplat, şi care s-ar suprapune peste tensiunea de ieşire.

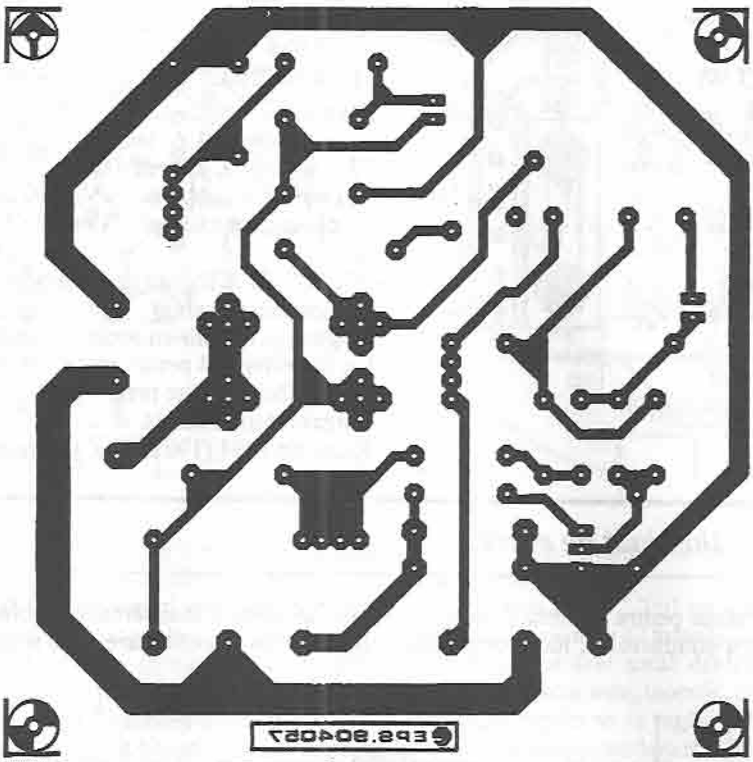
Varistorul R7 suprimă orice supratensiune la intrare, care ar putea determina o amorsare falsă a tiristorului.

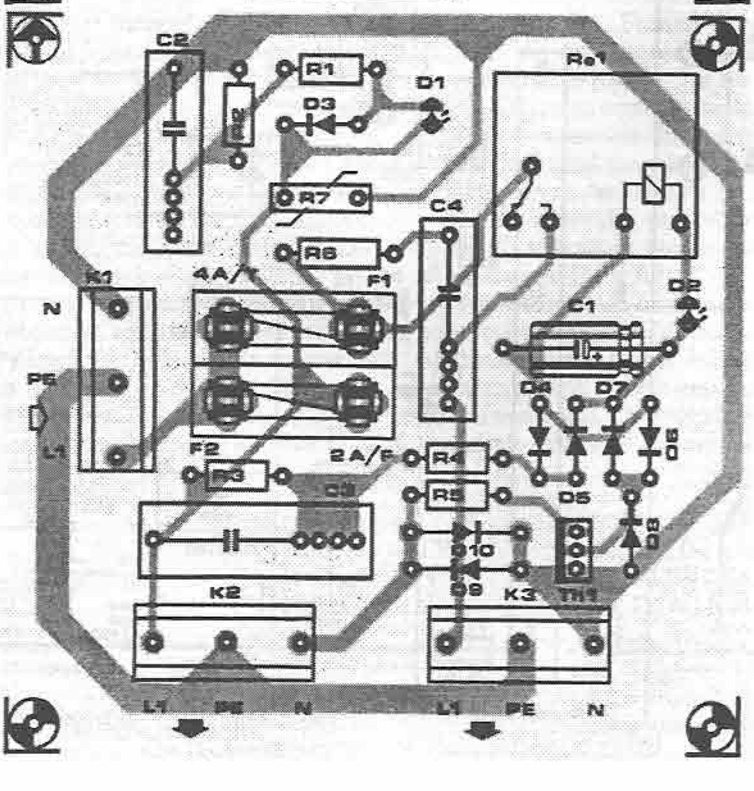
Din motive de siguranţă, montajul trebuie conectat la reţea printr-un transformator de separaţie adecvat şi, de preferat, ar trebui realizat pe un cablaj asemănător celui din figură. Ansamblul complet va fi montat într-o carcasă standardizată.

Folosiţi un conector tipizat pentru intrarea tensiunii de reţea (legată la K1, pe circuitul imprimat) şi o placă de prize pentru ieşirile sursei de alimentare (conectate la K2 pentru master şi la K3 pentru slave).

Curentul efectiv de amorsare a montajului este de circa 10 mA. Valoarea curentului prin circuitele master şi slave nu are voie să depăşească 2 A şi, respectiv, 4 A.

ATENŢIE! Deoarece în mai multe puncte ale montajului apar tensiuni periculoase pentru operatorul uman, este foarte important ca, acolo unde este posibil, să se aplice o izolaţie electrică adecvată. Nu lucraţi niciodată la montaj, atâta vreme cât este conectat la reţeaua de alimentare. Asiguraţi-vă că nici o parte a circuitului nu poate fi atinsă atunci când acesta e în funcţiune sau i se fac reglaje.




C2
R1
R2
D1
D3
Re1
R7
C4
R6
4A/T
F1
D2
N
K1
PE
L1
C1
D4
D7
D6
F2
2A/F
R4
R3
C3
R5
D5
D8
D10
D9
TH1
K2
K3
L1
PE
N
L1
PE
N

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 3,3 kΩ; 0,3 W
R2, R3 = 1 MΩ
R4 = 820 Ω; 0,3 W
R5 = 1 kΩ
R6 = 220 Ω; 1 W
R7 = SIOV-S10K250

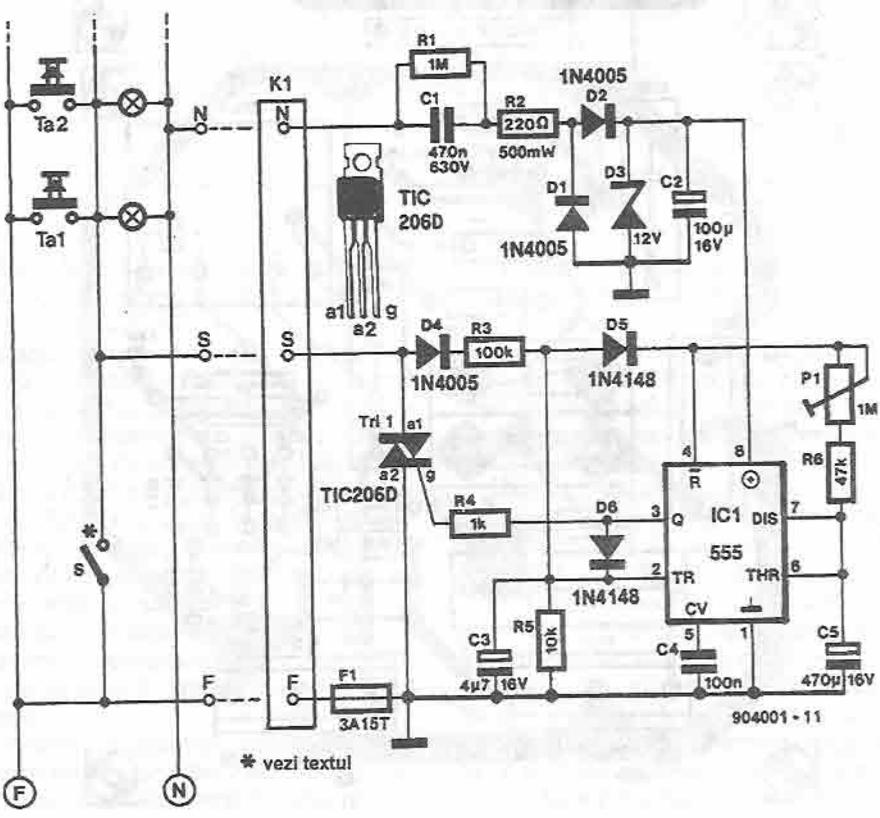
Condensatoare:
C1 = 47 μF; 63 V
C2, C4 = 150 nF; 630 $V_{c.c.}$
C3 = 330 nF; 250 $V_{c.a.}$

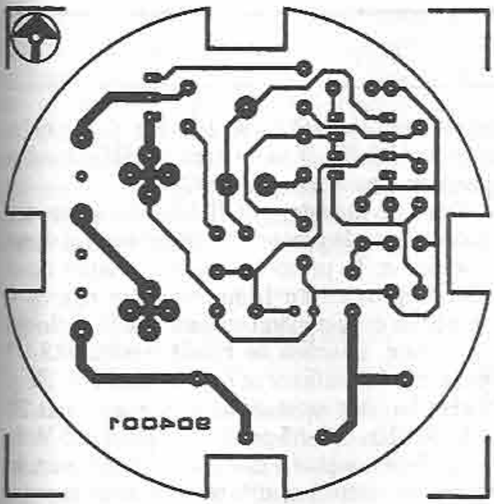
Semiconductoare:
D1, D2 = LED, 5 mm, roșu
D3-D8 = 1N4004
D9, D10 = 1N5404
Th1 = TIC106D

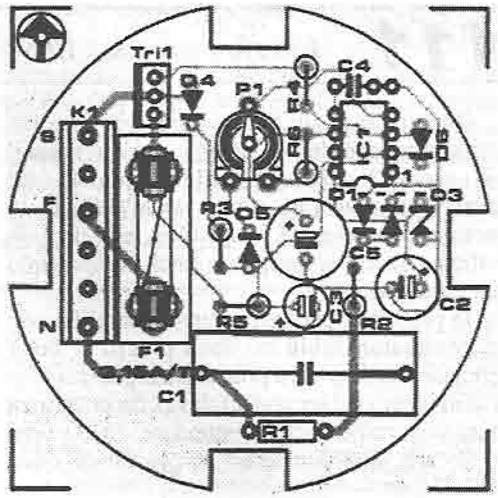
Diverse:
F1 = siguranță, 4 A, lentă
F2 = siguranță, 2 A, rapidă
Re1 = releu monopolar, 24 V, 1200 Ω, cu montare pe cablaj, de exemplu Siemens V23127-A6-A201
K1, K2, K3 = reglată de conectare cu 3 borne, cu montare pe cablaj
2 siguranțe fuzibile cu soclu cu montare pe cablaj
Un conector tată pentru rețea
Două plăci cu prize pentru rețea
Carcasă standardizată, de exemplu:
Retex tip RG4 (190 x 73 x 110 mm)

110 *Iluminat de scară*

Această instalație pentru iluminatul de scară necesită doar trei conductoare, lucru ce o face ușor de integrat în sistemul de cablaj existent. În figură, comutatorul S are două roluri: în primul







rând, este utilizat pentru a verifica dacă este acționat vreunul din butoanele cu revenire și, în al doilea rând, cu el se aprind și se sting becurile. Când unul dintre butoanele cu revenire este acționat, firul de fază (notat „F" în figură) furnizează tensiunea rețelei și lămpile conectate în circuit luminează. În același timp, triacul Tri1 este amorsat, astfel încât becurile rămân aprinse după ce este eliberat butonul. După scurgerea timpului prestabilit pentru starea „aprins", lampa se va stinge în mod automat.

Montajul se bazează pe binecunoscutul temporizator 555, care aici este folosit ca multivibrator astabil. Tensiunea pentru alimentarea integratului este derivată din cea de rețea, prin rezistențele R1 și R2, condensatoarele C1 și C2, diodele D1, D2 și D3. Ultima dintre acestea e o diodă Zener ce-i asigură integratului o tensiune de alimentare de circa 12 V, suficient de stabilă. Intervalul de timp în care lămpile trebuie să stea aprinse va fi determinat de componentele P1, R6 și C5. Pentru valorile componentelor date mai jos, reglajul se poate face între 30 de secunde și 12 minute, plajă ce cuprinde majoritatea, dacă nu toate cerințele.

În starea „stins" Tri1 nu conduce, el având pe bornele sale a1 și a2 întreaga tensiune a rețelei. Când este apăsat unul dintre butoanele cu revenire, triacul este, teoretic, scurtcircuitat, iar tensiunea rețelei se va regăsi la bornele becului. În același timp, condensatorul C3 se descarcă pe rezistența R5. Frontul negativ rezultat la intrarea de declanșare a lui IC1 pornește temporizatorul. Ieșirea Q a lui IC1 amorsează triacul, făcând ca becul să rămână aprins și după eliberarea butonului. Întârzierea introdusă de R5-C3 determină timpul cât trebuie ținut apăsat butonul pentru declanșarea lui 555. Imediat ce s-a scurs intervalul prestabilit pentru starea „aprins", triacul se blochează, iar C3 se va reîncărca prin D4 și R3.

Triacul folosit în montaj, de tipul TIC206D, poate comuta curenți de până la 4 A fără a avea nevoie de radiator termic. Pentru valori mai mari ale curentului, el trebuie prevăzut cu un radiator bine dimensionat. Ca observație finală: circuitul nu trebuie folosit cu alte sarcini decât becuri.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 1 MΩ
R2 = 220 Ω / 0,5 W
R3 = 100 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5 = 10 kΩ
R6 = 47 kΩ
P1 = 1 MΩ semireglabil

Condensatoare:
C1 = 470 nF / 630 V
C2 = 100 μF / 16 V
C3 = 4,7 μF / 16 V
C4 = 100 nF
C5 = 470 μF / 16 V3

Semiconductoare:
IC1 = 555
Tri1 = TIC206D
D1, D2, D4 = 1N4005
D3 = 12 V / 0,4 W
D5, D6 = 1N4148

Diverse:
F1 = siguranță lentă, 3,15 A
K1 = regletă de conectare cu 6 borne, cu montare pe cablaj.

111 *Interfon pe două fire*

Raportat la posibilitățile actuale de a realiza intercomunicări duplex, în FM, clasicul montaj pe care vi-l prezentăm aici creează, mai degrabă, impresia de „ușor desuet". Cu toate acestea, funcționează foarte bine, este ușor de realizat practic și conține numai componente standardizate.

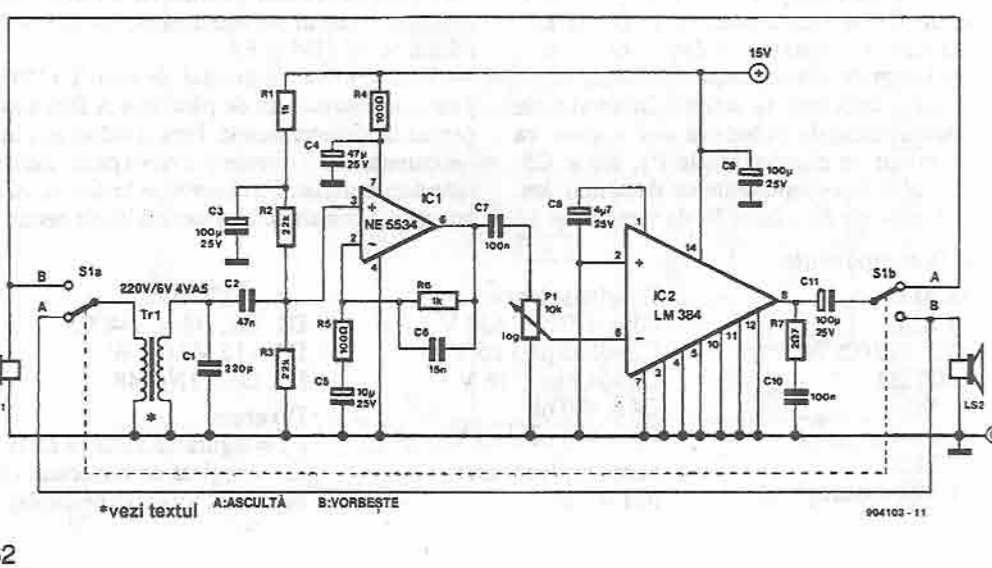
În principiu, el constă dintr-un amplificator, un comutator dublu cu două poziții și două difuzoare: unul pentru postul principal (master) și altul pentru cel secundar (slave). Se pot utiliza chiar mai multe posturi secundare, cu condiția ca fiecare să aibă câte un comutator cu două poziții.

Amplificatorul de putere este un LM384, care poate furniza aproape 2 W la ieșire, la o tensiune de alimentare de 15 V. Pinii 3, 4, 5, 10, 11 și 12 sunt conectați la masă și, în același timp, au și rolul de a asigura parțial răcirea integratului. Din acest motiv, CI nu trebuie montat pe un soclu, ci lipit direct pe placa de circuit imprimat. LM384 prelucrează semnale în raport cu masa, astfel încât va fi suficientă o sursă de alimentare asimetrică. Amplificarea a fost prestabilită intern, la valoarea x50 (34 dB). Alimentarea integratului este decuplată de C9.

Pentru a obține sensibilitatea necesară la intrare, se folosește preamplificatorul IC1, care are amplificarea x11 (21 dB). Deoarece acest etaj este folosit doar pentru vorbire, lățimea sa de bandă este limitată între 160 Hz și 10 kHz. Divizorul R2-R3 de la intrarea amplificatorului operațional este decuplat de C3.

Dacă se dorește, pot fi folosite difuzoare speciale, ușor de procurat, care pot servi și drept microfoane: la prototip, noi am montat tipul MS-55, produs de Monacor, dar există o sumedenie de alte mărci cu care îl puteți înlocui foarte bine. Lățimea de bandă pentru MS-55 funcționând ca difuzor se întinde între 150 Hz și 20 kHz, iar când lucrează ca microfon – de la 20 Hz la 20 kHz. MS-55 poate livra până la 5 W la ieșire. Pentru a putea funcționa satisfăcător, în special ca microfon, difuzorul trebuie montat într-o incintă închisă.

Deși este avantajos ca „microfonul" să aibă o rezistență internă scăzută, acest lucru face necesară utilizarea unui transformator la intrarea circuitului. Rezultă de aici avantajul că se pot folosi cabluri de lungime mare. Transformatorul este un tip obișnuit, de rețea, și nu unul special pentru microfon. În acest scop, bobinajul secundarului (6 V) este legat la „microfon". Astfel, impedanța microfonului este mărită de la 8 Ω la circa 10 kΩ. Puterea transformatorului a fost aleasă destul de mare, pentru a permite ca pierderile de semnal din primar să fie menținute la o valoare minimă. Condensatorul C1 elimină interferența de ÎF. Dacă transformatorul de rețea și „transformatorul de microfon" sunt montate



într-o carcasă comună, va trebui să faceți câteva încercări și reveniri și să luați măsuri de ecranare, pentru a elimina brumul. Este posibil, de asemenea, ca și „transformatorul de microfon“ să producă un brum în restul montajului. În acest caz, trebuie ecranat și etajul preamplificator. La prototip, lățimea de bandă pentru voce a fost limitată între 400 Hz și 4 kHz, domeniu ce s-a dovedit a fi perfect acceptabil pentru un bun transfer al vocii. Cea mai mare parte din curentul absorbit de circuit trece prin amplificatorul de putere. În cel mai defavorabil caz, el atinge 210 mA (cu vârfuri de 680 mA), când amplificatorul dă 1,8 W la ieșire. Circuitul integrat LM384 poate furniza o putere de până la 5 W. În acest caz, tensiunea de alimentare ar trebui mărită la 22 V, fapt ce presupune și atașarea unui radiator termic.

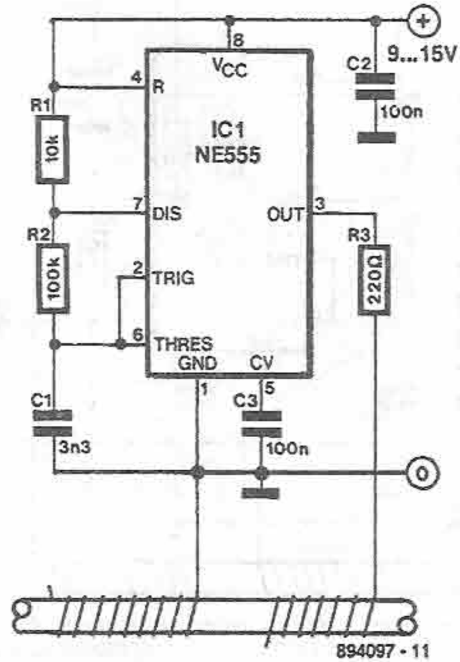
112 Dedurizator de apă

Apa dură are o concentrație relativ mare de săruri minerale. Dintre acestea, sărurile de calciu sunt cele mai supărătoare, deoarece, pe de o parte, ele reduc efectul spumant al detergenților (săpunului) și, pe de altă parte, înfundă filtrele, robinetele, sitele de la dușuri și alte componente ale sistemului de alimentare cu apă menajeră. Sărurile de calciu se solidifică în locurile unde se depun, iar în conductele de cupru formează o substanță verzuie care obstruc-ționează scurgerea apei încălzite prin ele, cum este cazul, de exemplu, la filtrele de cafea și la mașinile de spălat rufe. Această problemă a fost conștientizată de un mare număr de firme care vând, la prețuri piperate, dedurizatoare de apă cu efect „dovedit în mod științific“.

Noi vă propunem să realizați un dedurizator de apă la un cost atât de scăzut încât, chiar și dacă nu va funcționa deloc, nu veți regreta investiția făcută. Principiul lui de funcționare se bazează pe o teorie dezvoltată cam prin anul 1930, care susține că un câmp electromagnetic sau electric determină micile cristale de carbonat de calciu din apă să se unească între ele, formând cristale mai mari. Acest lucru, indiscutabil, reduce riscul depunerilor de calciu în interiorul țevilor, ceainicelor etc. Observați, că, totuși, concentrația de calciu rămâne aceeași, în schimb, se reduc depunerile. Conform unui articol din *New Scientist* (18 februarie 1988), oamenii de știință au observat acest efect, dar nu au putut, încă, să-i dea o explicație plauzibilă.

Una dintre metodele de a obține un câmp magnetic suficient de puternic este montarea, în imediata apropiere a conductei de alimentare cu apă, a unui magnet relativ puternic (2,5 gauss sau mai mult). Magnetul provenit de la un difuzor vechi poate furniza intensitatea necesară a câmpului.

Ce-a de a doua metodă este electronică.

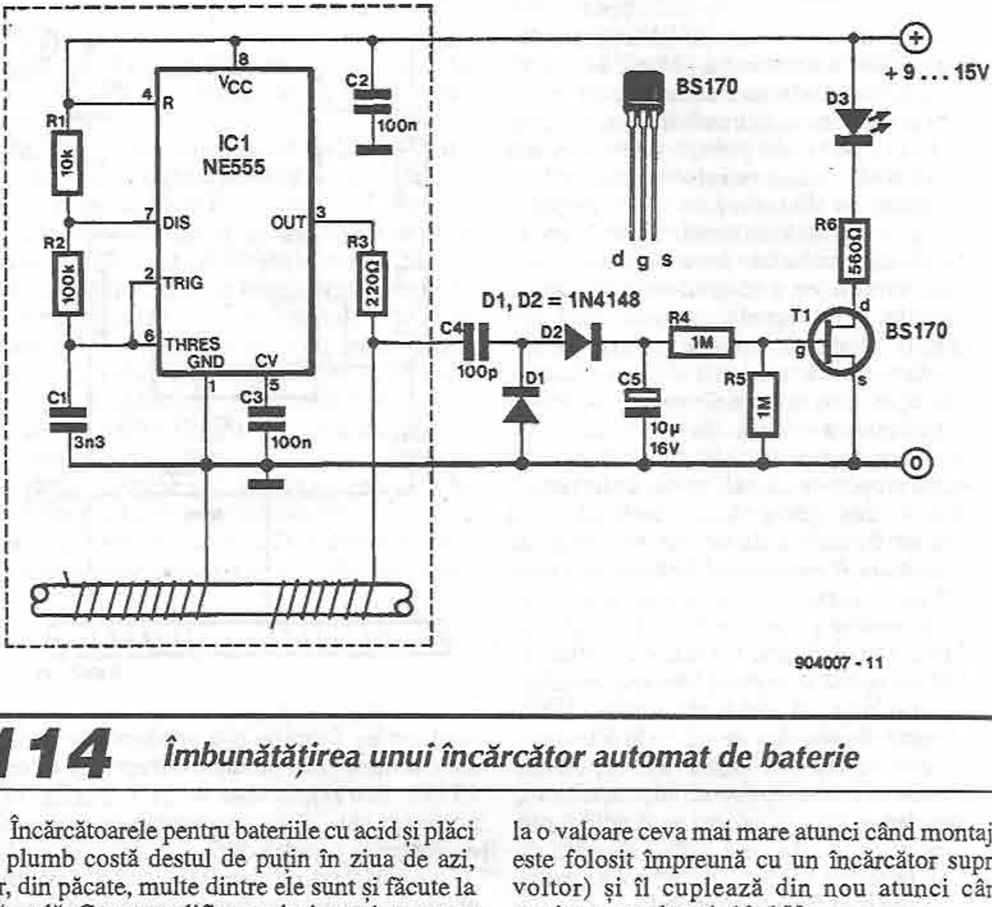


Studiind un filtru de apă procurat din comerț, am constatat că el produce o frecvență de circa 15 kHz, la o amplitudine de 15 V. Din figură se poate constata că nu este nevoie de prea multe componente pentru a obține un astfel de semnal.

Se utilizează un circuit integrat 555 pentru a obține un semnal dreptunghiular indus conductei de alimentare cu apă prin două bobine cu câte un capăt în gol înfășurate în jurul ei. Bobinele trebuie realizate din conductor izolat, pentru a preveni contactul galvanic cu țevăria (de cupru). De asemenea, luați măsura de a alimenta montajul de la o sursă de c.c. foarte bine izolată, întrucât în unele țări sistemul de alimentare cu apă este conectat la pământarea de protecție.

113 Indicator de funcționare a dedurizatorului de apă

Acest montaj a fost gândit ca o extensie a celui descris în articolul precedent. Deoarece ni s-a părut prea simplistă varianta cu un LED care să indice prezența sau absența alimentării, am conceput un redresor care detectează prezența semnalului oscilatorului de 15 kHz. Redresorul este conectat la dedurizator prin condensatorul C4. Diodele D1 și D2 permit obținerea unei tensiuni continue, care este netezită de condensatorul electrolitic C5. Tensiunea ce se dezvoltă pe C5 comandă un FET care, la rândul său, alimentează un LED, D3. Când semnalul oscilatorului cade, dispare tensiunea de pe C5 și LED-ul se stinge.



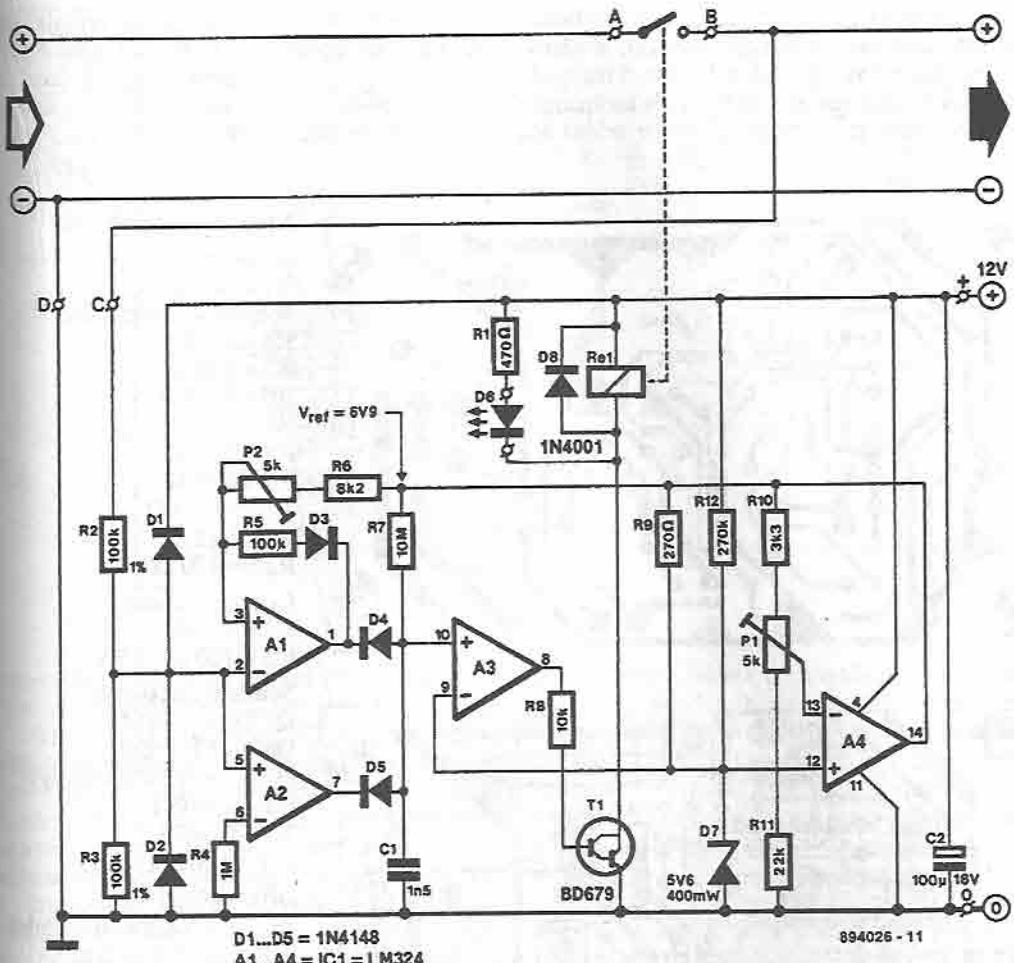
114 Îmbunătățirea unui încărcător automat de baterie

Încărcătoarele pentru bateriile cu acid și plăci de plumb costă destul de puțin în ziua de azi, dar, din păcate, multe dintre ele sunt și făcute la grămadă. Ca exemplificare, deși este important ca încărcarea să fie întreruptă când bateria este total încărcată, foarte puține încărcătoare cu prețuri cuprinse între minim și mediu – dacă există vreunul – oferă această facilitate.

Circuitul îmbunătățit pe care vi-l propunem deconectează încărcătorul atunci când tensiunea bateriei depășește 13,8 V (aceasta poate fi reglată la o valoare ceva mai mare atunci când montajul este folosit împreună cu un încărcător supravoltor) și îl cuplează din nou atunci când tensiunea scade sub 12,6 V.

Montajul are sursă proprie de alimentare (un adaptor de rețea la 12 V), deoarece altfel bateriile complet descărcate nu ar putea fi încărcate.

Amplificatorul operațional A4 și dioda Zener D7 livrează o tensiune de referință stabilă. Când bornele încărcătorului sunt în gol, curentul de intrare al amplificatorului operațional A2



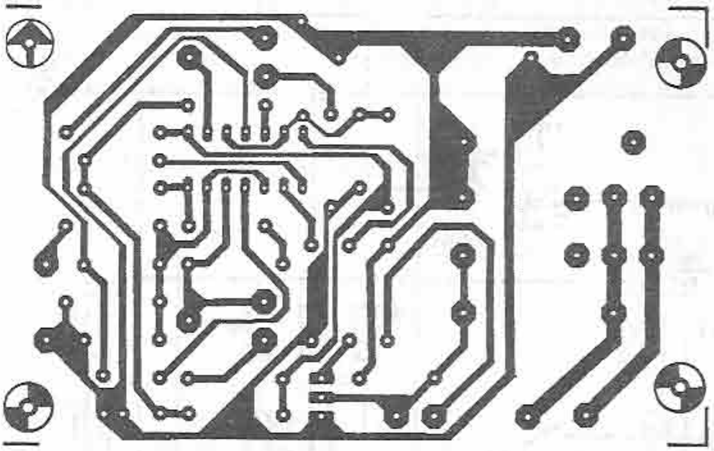
produce o cădere mică de tensiune pe R4. Această tensiune determină trecerea în starea L a ieșirii lui A2. Releul nu este alimentat, iar încărcătorul poate fi scurtcircuitat fără nici o grijă. Releul va fi pus sub tensiune, și încărcarea bateriei va începe – doar atunci când la bornele încărcătorului va exista o tensiune de cel puțin câteva zeci de milivolți. Dacă, din greșeală, la conectarea bateriei a fost inversată polaritatea, nu se va întâmpla nimic grav, deoarece releul nu este alimentat.

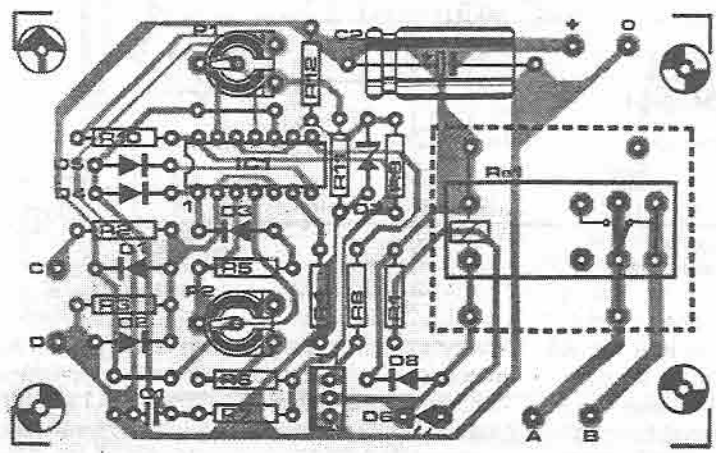
În momentul în care este conectată o baterie la bornele încărcătorului, ieșirea lui A2 trece în starea H. Atâta vreme cât tensiunea bateriei se menține sub 13,8 V, ieșirea lui A1 rămâne în starea H. Releul este alimentat, și începe încărcarea. Tipul de releu trebuie ales astfel încât acesta să poată comuta curenți de cel puțin 5 A: ideale sunt cele de uz auto. Îndată ce tensiunea bateriei devine prea mare, ieșirea lui A1 trece în starea L și releul este dezactivat. Deoarece curentul de încărcare a unei baterii încărcate la valoarea ei normală este mic, această comutare a releului nu creează nici un fel de probleme.

Acest montaj de îmbunătățire a încărcării bateriilor poate fi construit pe un cablaj imprimat conform celui din figură care, însă, nu este disponibil gata confecționat.

Reglajul aparatului se face destul de simplu. Valoarea tensiunii de referință se reglează cu P1 și va fi cea corectă atunci când ieșirea lui A4 este de exact 6,9 V. Deoarece rezistențele R2 și R3 sunt de valori egale, montajul nostru se va autobloca atunci când tensiunea bateriei atinge

exact valoarea de 13,8 V. Rezistența R5 și dioda D3 introduc un oarecare histerezis, a cărui mărime poate fi modificată cu P2. După reglarea tensiunii de referință, se poate trece la încărcarea bateriei, până în momentul în care releul se dezactivează. Atunci se efectuează reglajul lui P2, astfel încât tensiunea la pinul 3 al lui A1 să devină exact 6,3 V. Acest lucru va face ca încărcarea să înceapă atunci când tensiunea bateriei scade sub 12,6 V.





Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 470 Ω
R2, R3 = 100 kΩ; 1%
R4 = 1 MΩ
R5 = 100 kΩ
R6 = 8,2 kΩ
R7 = 10 MΩ
R8 = 10 kΩ
R9 = 270 Ω
R10 = 3,3 kΩ
R11 = 22 kΩ
R12 = 270 kΩ

Condensatoare:
C1 = 1,5 nF
C2 = 100 µF; 16 V

Semiconductoare:
D1-D5 = 1N4148
D6 = LED (verde)
D7 = zener 5V6; 400 mW
D8 = 1N4001
T1 = BD679
IC1 = LM324

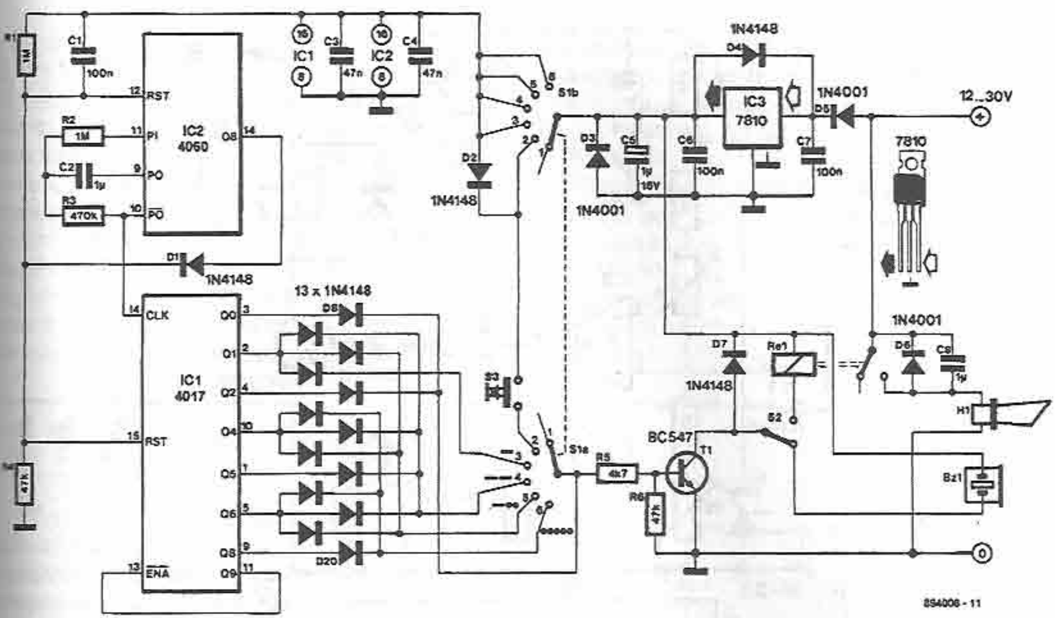
Diverse:
P1, P2 = 5 kΩ semireglabil
Adaptor 12 V, 250 mA
Re1 = releu 12 V/ 250 mA
Carcasă standardizată (de ex.: OKW2492)

115 *Sirenă automată de ceață*

O caracteristică interesantă a sirenei de ceață descrise aici este aceea că ea poate fi confecționată atât pentru ambarcațiunile în mărime naturală cât și pentru navomodele.

Montajul poate emite în mod automat semnale de avertizare de forma –, – –, – ··, și ·····, la intervale de două minute. Manual, pot fi emise și alte semnale.

Componenta principală a montajului este o combinație de oscilator CMOS-numărător binar, de tip 4060. În afară de tactul pentru semnalele de avertizare, acest circuit integrat stabilește și intervalele dintre semnalele de avertizare succesive. Oscilatorul RC este configurat pentru a



genera frecvențe joase. Ieșirea Q8 a numărăto-rului este resetată la zero la fiecare 256 de cicluri.

Generatorul de semnal, IC1, este comandat tât de semnalul de tact cât și de cel de reset, rovenite de la IC2. De fapt, el este un numărător ontinuu de la 1 la 10, sincron cu tactul, deci na dintre ieșirile sale va fi întotdeauna „1". Un emnal de reset va aduce ieșirea Q0 în starea H.

Intrarea de validare a tactului, atunci când ste în starea H, adică atunci când intrarea Q9 ste H, poate opri instantaneu numărătorul.

Când este conectată alimentarea cu S1, va fi plicat un semnal de reset, simultan ambelor ntegrate, pentru a se asigura sincronizarea. Ca rmare, 4017 va începe să-și trimită secvența sa e semnal prin matricea de diode. Fiecare impuls n parte are durata de o secundă (= 1 „punct"). Linia" de semnal constă din trei puncte alipite. Dacă, de exemplu, comutatorul este poziționat pe – · ·, Q0, Q1 și Q2 emit fiecare câte un singur impuls: cele trei impulsuri sunt combinate într-o „linie". Ieșirea de impuls de la Q1 către matricea de diode devine, de asemenea, disponibilă, prin Q4 și Q6, ea reprezentând două „puncte". Ieșirile Q3, Q5, Q7 și Q8 nu sunt utilizate în această poziție a comutatorului. Ieșirea Q9 menține circuitul în această stare până când, după scurgerea a 120 de secunde, un reset de la IC2 reîncepe secvența precedentă.

Tranzistorul T1 amplifică semnalul de la S1a până la un nivel la care acesta să acționeze un buzer sau prin intermediul lui S2, releul care comandă o hupă. Contactele releului trebuie să poată comuta curenți de câțiva amperi.

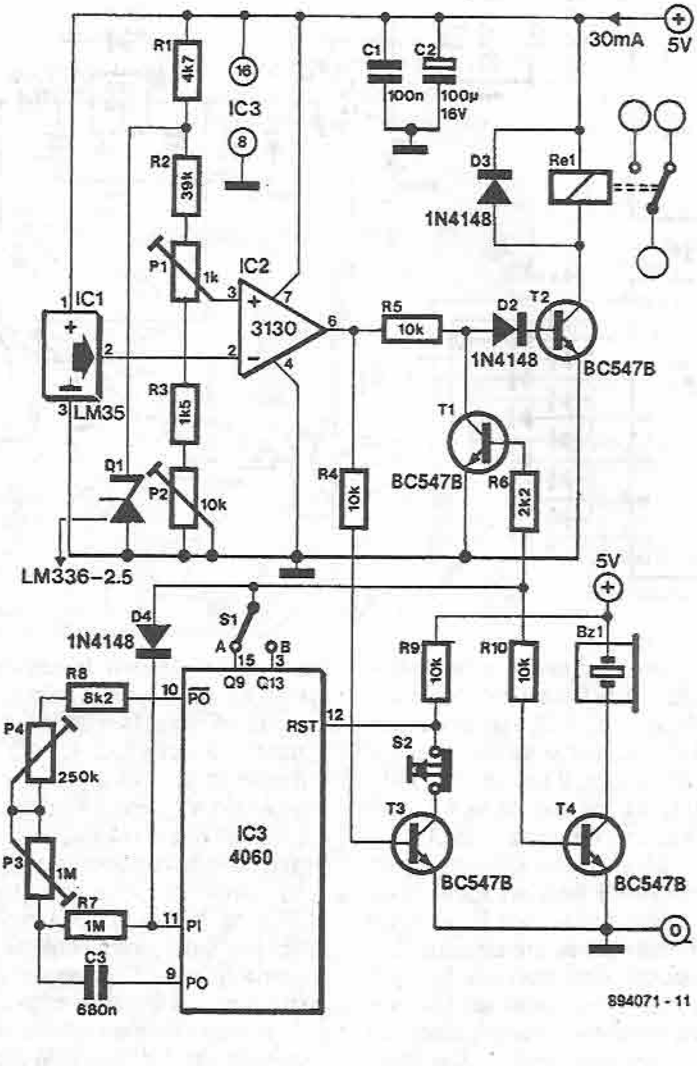
Tensiunea de alimentare trebuie să fie cuprinsă între 12 V și 30 V, urmând ca, în IC3, să fie redusă la 10 V și stabilizată.

Când montajul este în stare de așteptare, curentul are valori foarte mici. Totuși, la utilizarea lui pe timp de ceață, este neapărat necesar ca bateria să fie încărcată în mod continuu.

116 *Ceas pentru instalația de încălzire*

Acest dispozitiv oferă posibilitatea presta-bilirii atât a temperaturii cât și a duratei încălzirii. Domeniul temperaturii este de aproximativ 150°C, iar gama de timp, cam de 25 de minute.

Controlerul de temperatură, IC2, este comandat de senzorul IC1, binecunoscutul LM35, care produce la ieșire o tensiune de 10 mV/°C. Această tensiune este comparată cu o



tensiune de referință furnizată de dioda Zener D1, de înaltă stabilitate și compensată cu temperatura. Cu P1 și P2 se face reglajul fin și, respectiv, cel brut, al temperaturii. Comparatorul îl deschide pe T2 ori de câte ori temperatura măsurată cu CI1 este sub valoarea ei prestabilită. Ca urmare, releul Re1 este alimentat și, în consecință, elementul de încălzire va fi alimentat, la rândul său, prin contactele releului.

Funcția de temporizator se bazează pe oscilatorul-divizor IC3, a cărui frecvență de tact este determinată de parametrii rețelei RC dintre pinii PI și PO (9 și 11). Semnalul de tact, divizat cu 2^{10} și 2^{14}, se regăsește la pinii 15, respectiv 3. Comutatorul cu două poziții S1 selectează una dintre aceste ieșiri, pentru a se fixa întârzieri de 6 s-1,5 min. sau 1,5-25 min. Aceste două game de timp sunt marcate în schemă cu A, respectiv B.

Când timpul stabilit cu P3-P4 s-a scurs, oscilatorul din IC3 este dezactivat de nivelul H de la borna comutatorului selector de timp. În același timp, T1 se deschide, T2 se blochează iar buzerul (activ) sună, pentru a atrage atenția că timpul prestabilit s-a scurs. Releul este dezactivat prin intermediul lui T2 iar elementul de încălzire este deconectat de la sursa lui de alimentare. Cronometrul poate fi resetat în timpul cât este conectat încălzitorul, dacă se apasă S2.

Controlerul de temperatură necesită o calibrare ceva mai pretențioasă. Conectați un

oltmetru digital între masă și punctul comun întreR3-P1 și reglați-l pe P2 până când obțineți la voltmetru indicația 100 mV (= 10°C). Reglajul corect al lui P1 se face prin măsurarea efectivă a temperaturii la care este acționat releul. După aceea, se va regla P3 la valoarea minimă a rezistenței sale, S1 în poziția A și se va ajusta P4 pentru a obține un interval de timp de 5-6 secunde după ce a fost apăsat S2. Gamele de timp vor fi reglate prin intermediul lui P3, cu ajutorul unui ceas care funcționează precis. Pentru poziția B nu este necesară această procedură, deoarece aici apar automat temporizări de 16 ori mai mari decât în poziția A. Dacă este necesară o funcționare de simplu termostat, integratul de temporizare, T1, T3 și T4 pot lipsi din schemă.

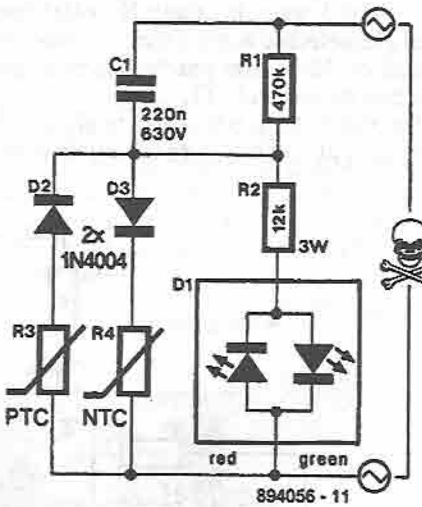
Montajul este alimentat de la o sursă stabilizată, de 5 V și consumă un curent de circa 30 mA în perioadele când releul nu lucrează.

Rezistența bobinei releului trebuie să fie mai mare de 400 Ω.

Senzorul de temperatură va fi montat la o oarecare distanță de elementul de încălzire, bineînțeles!

117 Indicator simplu de temperatură

Termometrul este indispensabil pentru măsurări absolute ale temperaturii. Însă, există numeroase situații în care nu este neapărat necesară mărimea ei absolută, ci este suficientă o indicație relativă. De exemplu, supraîncălzirea unei bormașini sau a unui aspirator poate fi constatată de utilizator prin aprinderea, sau prin schimbarea de culoare, a unui simplu indicator luminos. Și mai bine ar fi dacă respectivul echipament ar fi prevăzut cu un indicator luminos de culoare verde – care să arate că totul este în regulă în ceea ce privește temperatura. Pe măsură ce aceasta ar crește, indicatorul luminos ar urma să-și schimbe treptat culoarea, pentru a avertiza că echipamentul s-a supraîncălzit.



Este exact ceea ce realizează montajul propus aici, cu avantajul suplimentar că nu necesită sursă separată de alimentare, de joasă tensiune: lucrează direct la tensiunea rețelei. Ca indicator adecvat scopului propus, se folosește un LED bicolor, D1, iar senzorul este o combinație dintre o rezistență cu coeficient negativ de temperatură (NTC) și una cu coeficient pozitiv de temperatură (PTC), adică R4 și, respectiv, R3. La o temperatură relativ scăzută, valoarea lui R3 este mică iar cea a lui R4 este mare. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii rețelei, va exista, pe R3-D3, o tensiune suficient de mare pentru a determina aprinderea secțiunii verzi a lui D1. Valoarea lui R3 a fost aleasă astfel încât, în perioada semialternanței negative a rețelei, tensiunea la bornele ei să fie prea scăzută pentru a determina aprinderea secțiunii roșii a lui D1.

În cazul în care temperatura crește, valoarea lui R4 se micșorează iar cea a lui R3 crește. Încet, dar sigur, secțiunea verde va lumina cu o intensitate din ce în ce mai mică, în timp ce zona roșie va lumina tot mai intens, până când, în sfârșit, va rămâne aprinsă numai secțiunea roșie.

Rezistența R2 și condensatorul C3 au rolul de a limita curentul prin LED-uri. Din acest motiv, disipația se va menține relativ scăzută.

Ca dimensiuni, atât R3 cât și R4 trebuie să se încadreze între niște limite rezonabile, în jurul a 6 mm diametru (nu mai puțin). La o temperatură de 25°C, NTC-ul trebuie să aibă o valoare de 22-25 kΩ, iar PTC-ul de 25-33 Ω.

Manipularea montajului trebuie făcută cu multă atenție, deoarece el lucrează la tensiunea rețelei de curent alternativ.

118 „Ceas" cu alarmă sonoră

Dintre aplicațiile acestui mic montaj le menționăm pe acelea de ceas de parcare portabil sau de cronometru pentru fierberea alimentelor. IC1, numărătorul binar asincron cu 14 etaje, tip 4060, are încorporat un oscilator cu o bună stabilitate în funcționare, într-un domeniu de frecvențe relativ larg. În montajul din figură, frecvența oscilatorului este determinată de o rețea RC externă conectată la pinii 9, 10 și 11.

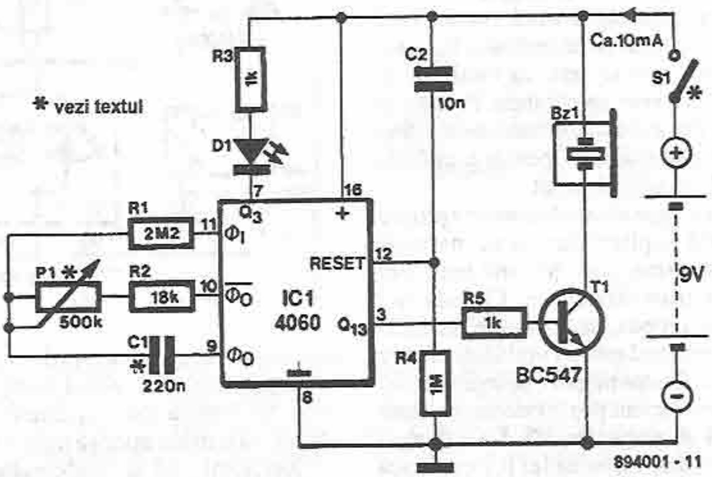
Când circuitul este pus în funcțiune prin intermediul lui S1, impulsul din punctul comun dintre R4 și C2 resetează numărătorul și numărarea începe. Când se ajunge la bitul 14 (Q13), pinul 3 trece în starea H, astfel încât buzerul piezoelectric autooscilant, cu tensiunea nominală de 12 V, este pus în funcțiune prin tranzistorul de comandă T1.

Intervalul de timp este reglat cu ajutorul lui P1. Pentru a putea obține intervale cuprinse între un minut și două ore, trebuie să facem o dimensionare corespunzătoare a componentelor oscilatorului:

1-30 minute:	C1 = 220 nF;	P1 = 500 kΩ
1-60 minute:	C1 = 470 nF;	P1 = 500 kΩ
1-120 minute:	C1 = 470 nF;	P1 = 1 MΩ

Alimentarea montajului se face de la o baterie PP3, de 9 V. LED-ul D1 nu afectează de funcționarea montajului și a fost inclus în circuit numai pentru a indica faptul că acesta funcționează. Dioda D1 și rezistența R3 sunt, deci, componente opționale.

Pentru S1 poate fi folosit un comutator sensibil la înclinare, cu mercur, în cazul în care aparatul va fi utilizat drept ceas de bucătărie. În acest caz, el va fi pornit prin inversarea poziției, exact ca la o clepsidră. Cu buzerul în funcțiune, montajul consumă un curent de circa 10 mA.



119 Indicator de funcționare pentru frigidere cu gaz

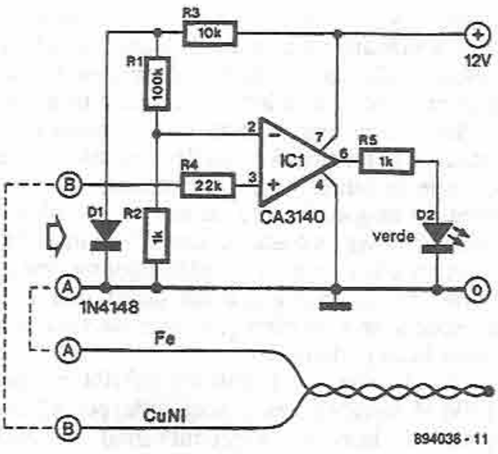
În principal, acest indicator a fost conceput pentru a fi utilizat la frigiderele de campanie sau turistice. Cu ajutorul unui termocuplu, un dispozitiv ce reacționează la variațiile de temperatură, se poate indica dacă flacăra de gaz este aprinsă. De obicei, termocuplul constă din două metale diferite – în cazul nostru, fier și constantan – lipite sau sudate împreună la unul din capete.

Tensiunea electromotoare, produsă la bornele A și B atunci când temperatura la capătul sudat se modifică, va fi aplicată intrării neinversoare a

comparatorului IC1. Aici, t.e.m. este comparată cu o tensiune de referință de 7 mV aplicată la intrarea inversoare a amplificatorului operațional.

Când temperatura la nivelul sudurii termocuplului este de circa 150°C, t.e.m. între bornele A și B va fi și ea de 7 mV. În acest caz, comparatorul declanșează și determină aprinderea LED-ului, ceea ce indică prezența flăcării.

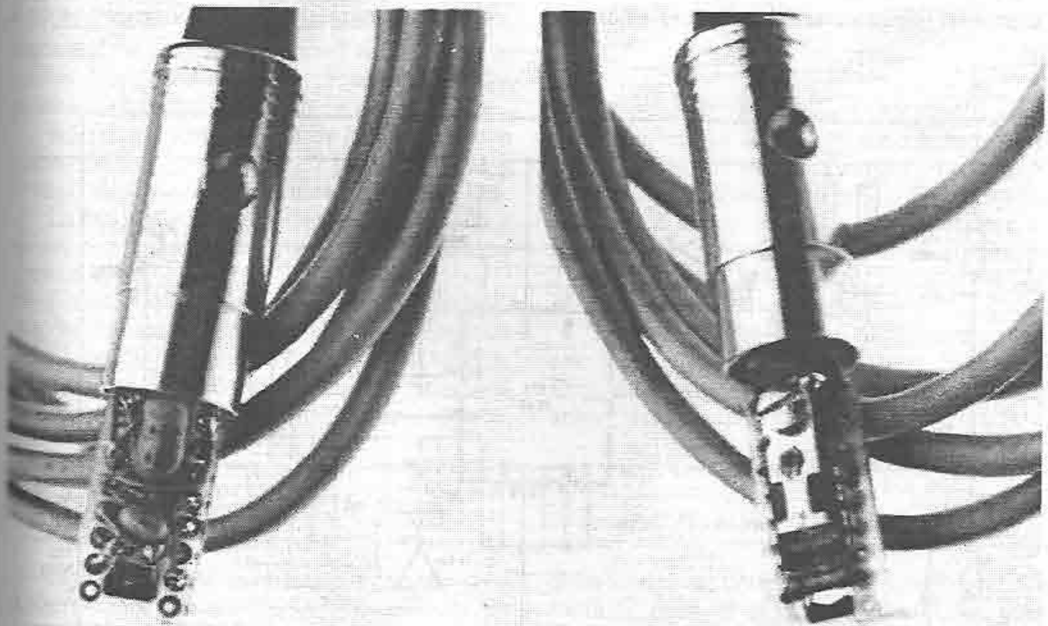
Capătul firului din fier trebuie lipit în punctul A al montajului, iar cel al firului din constantan - în punctul B.



120 Microfon pentru infraroșu

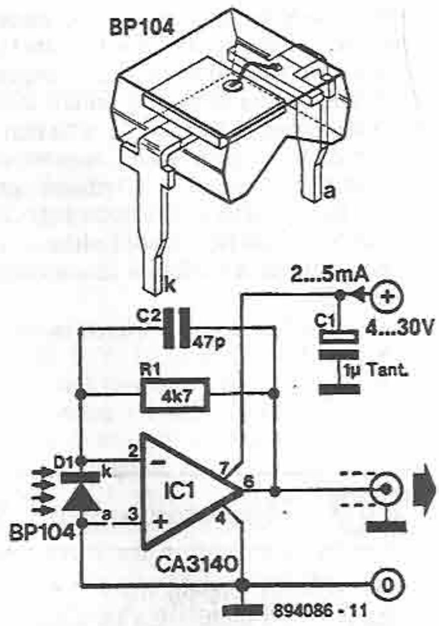
Inițial, schema acestui microfon a fost proiectată pentru a monitoriza un afișaj cu 7 segmente folosit la bordul avionului Boeing 737. Acest afișaj utiliza filamente cu incandescență, deci prezența unui detector de IR se impunea evident. La Boeing, acesta a fost conectat la un mic înregistrator portabil: în consecință, senzorul lucra ca un microfon care, în loc de sunet, reacționa la lumina IR.

Această soluție, de microfon reacționând la radiații infraroșii, poate fi concretizată și mai bine prin amplasarea montajului în carcasa unei fișe DIN, așa cum se vede în fotografie. Microfonul cu IR constă dintr-o fotodiodă BP104 conectată la bornele de intrare în c.c. ale unui amplificator operațional, al cărui câștig este determinat de R1.



Dispozitivul poate fi utilizat pentru „a asculta" lumea vizuală care ne înconjoară. El devine destul de eficient dacă sursele de zgomot din jur, cum ar fi becurile cu incandescență, sunt stinse. O flăcăruie de gaz, precum aceea produsă de o brichetă, se manifestă ca o adiere ușoară. Un foc ce arde liniștit în cămin este transpus într-un veritabil uragan. Rezultă de aici că microfonul poate fi folosit ca o alarmă acustică de incendiu – și cam asta e singura sa aplicație ce ne vine în minte. Totuși, montajul a fost gândit mai mult cu scopul de a ne oferi și o altfel de viziune a lumii înconjurătoare.

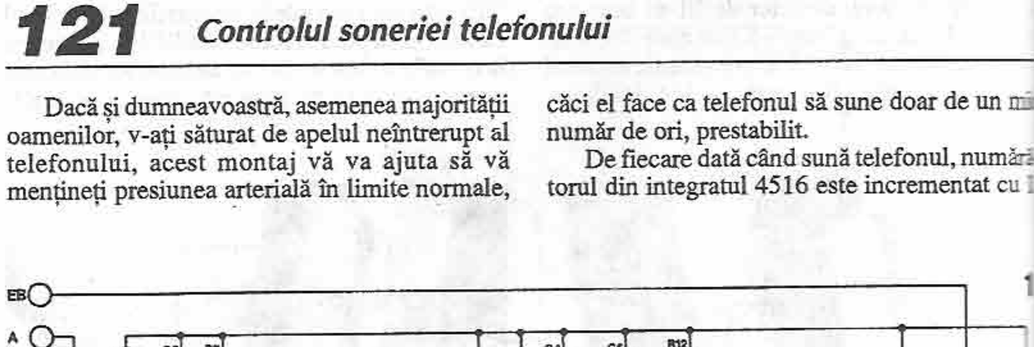
Dacă înlocuim fotodioda BP104 cu una BPW34, sensibilitatea dispozitivului poate fi deplasată din infraroșu în spectrul vizibil. Mărimea curentului din circuit depinde întrucâtva de tensiunea de alimentare, și va fi de 2-5 mA.



121 *Controlul soneriei telefonului*

Dacă și dumneavoastră, asemenea majorității oamenilor, v-ați săturat de apelul neîntrerupt al telefonului, acest montaj vă va ajuta să vă mențineți presiunea arterială în limite normale, căci el face ca telefonul să sune doar de un mi[...] număr de ori, prestabilit.

De fiecare dată când sună telefonul, numără[...]torul din integratul 4516 este incrementat cu [...]



Poziția numărătorului pentru care circuitul soneriei este întrerupt, cu ajutorul unui triac (Tri1), poate fi selectată la 1, 2, 4, 6 sau 8. Semnalul de sonerie de la bornele A sau B ale telefonului este folosit ca intrare în montajul nostru. El se împarte în două: un semnal de tact care incrementează numărătorul cu 1, de fiecare dată când sună soneria, și un semnal de reset, ce readuce numărătorul la zero, după ce apelantul a închis.

Semnalul provenit de la sonerie este trecut prin bufferul T1-T2, fiecare din tranzistoare comandând câte o rețea RC. Când sună soneria, T1 se deschide și condensatorul C2 se descarcă prin R6. La începutul intervalului dintre două semnale de sonerie consecutive, tensiunea pe C2 crește din nou și determină aplicarea unui impuls de lui IC1. În mod asemănător se produce și semnalul de resetare, cu deosebirea că C3 are nevoie pentru reîncărcare de un timp mai îndelungat decât intervalele dintre două semnale de sonerie consecutive, astfel încât numărătorul va fi resetat numai când încetează soneria încetează să mai sune.

Când numărătorul atinge numărul de semnale de sonerie prestabilit, intrarea CE (count enable) trece în starea H, astfel că nu mai este posibilă numărarea în continuare: atunci, T4 se blochează. Ca urmare, se blochează și triacul, deci se întrerupe circuitul soneriei.

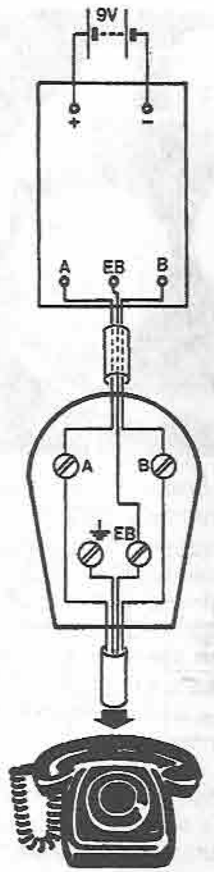
Tranzistorul T3 a fost adăugat în montaj pentru a menține la un nivel scăzut curentul pe circuitul de alimentare de la baterie; îndată ce semnalul de reset este de nivel H, el întrerupe curentul de poartă al lui Tri1. În aceste condiții, montajul consumă un curent de numai 10 µA.

Alimentarea montajului de la o baterie este necesară, evident, pentru a-l putea conecta la rețeaua telefonică. Bateria ideală este PP3 (9 V).

La modelele mai vechi de telefoane, cu bornă de sonerie separată, conectarea montajului se va face ca în fig. 2.

Nu uitați, conexiunea EB-B, aflată fie în telefon, în fișă sau în priza de perete, trebuie înlăturată, pentru ca triacul să fie în serie cu soneria.

Telefoanele electronice conectate prin două fire s-ar putea să nu permită atașarea acestui



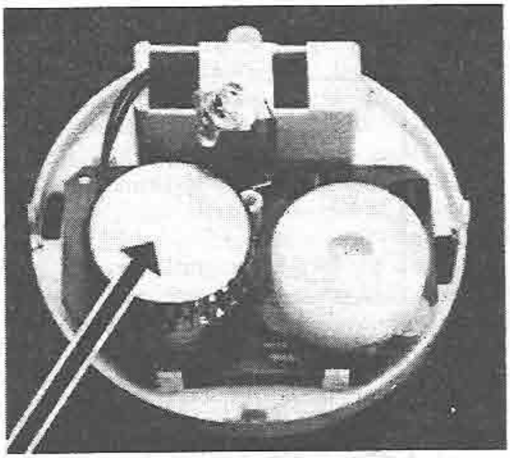
2

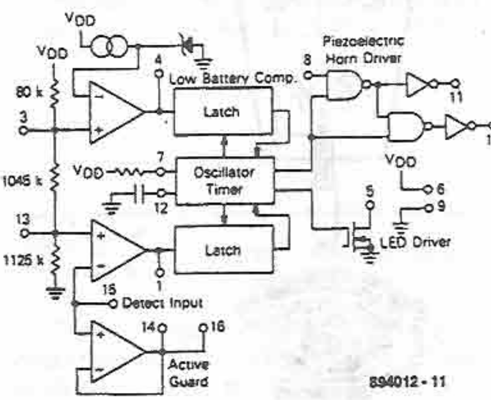
montaj decât după ce se fac unele modificări în interiorul lor. La aceste aparate telefonice este preferabil să nu se utilizeze triacul, pentru a preveni scurtcircuitele. În aceste cazuri, în loc de R11, C6 și Tri1, ar trebui să se folosească un releu miniatural și o diodă, între colectorul lui T4 și masă. Un contact normal închis al releului se va conecta în serie cu soneria.

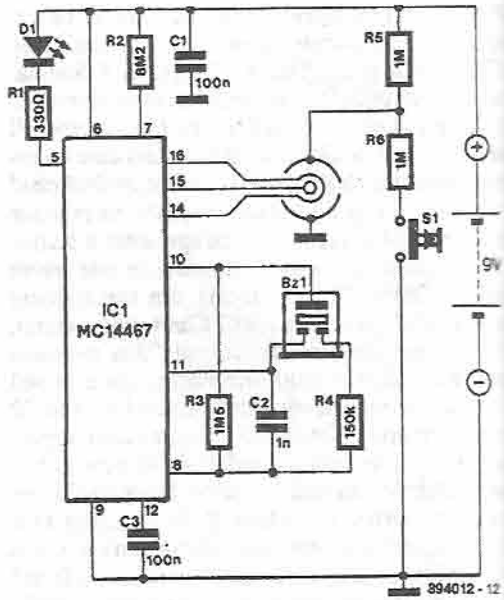
Trebuie menționat faptul că, în unele țări, nu este permisă utilizarea acestui gen de montaj. Deci, dacă aveți îndoieli în acest sens, consultați autoritatea de exploatare a rețelei telefonice.

122 Detector de fum

Una dintre cele mai eficiente metode de a detecta fumul este aceea a utilizării unei camere de ionizare. Din păcate, aceste dispozitive nu sunt chiar lipsite de pericol, deoarece ele conțin o cantitate, mică, de material radioactiv. Din acest motiv, ele nu trebuie deschise NICIODATĂ, sub







nici un motiv. Dacă se defectează, NU le aruncați în lada de gunoi, ci duceți-le la un depozit special pentru deșeuri periculoase. La cumpărarea unor astfel de dispozitive, verificați dacă se încadrează într-un standard valabil pentru astfel de produse.

În afară de acea cantitate mică de material radioactiv, dispozitivul mai conține doi electrozi, unul dintre ei fiind reprezentat, de obicei, fiind carcasă – vezi fotografia. Când aerul ambiant nu este contaminat cu fum, rezistența dintre electrozi are o valoare mare; dacă particulele de fum pătrund în cameră, rezistența scade. Prezența particulelor reprezintă o sarcină între electrozi, astfel încât apare un curent între ei. Acest curent are o valoare foarte mică, deci legătura galvanică dintre cameră și montajul electronic este critică. În mod obișnuit, o cameră de ionizare propriu-zisă este complet separată de cablajul imprimat, sau placa de circuit imprimat este prevăzută cu o fâșie, de jur-împrejurul întregului ei perimetru, care are același potențial ca și camera. Această configurație previne curenții de scurgere către alte trasee de pe cablaj. Tensiunea poate fi măsurată la pinii de mică rezistență ohmică redusă 14 sau 16, dar nu și la pinul 15, cu rezistență ohmică mare.

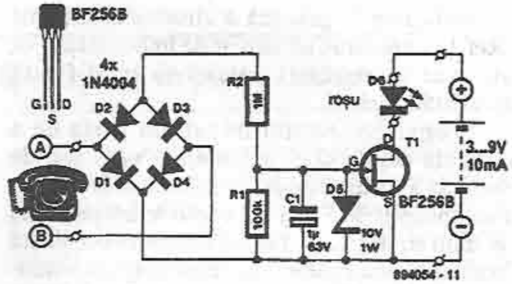
De obicei, toate componentele electronice necesare sunt conținute într-un singur cip, în cazul nostru, MC14467, produs de Motorola. Oscilatorul intern al acestui integrat furnizează baza de timp, care poate fi modificată prin schimbarea valorilor lui R2 și C3. Rezistența R1 este rezistența normală de polarizare pentru D1, prin care trece un curent de aproximativ 10 mA la fiecare al douăzeci și patrulea impuls de tact. Acest curent are și rolul de a indica starea de încărcare a bateriei. Iată motivul pentru care nu trebuie micșorat mai mult curentul, căci, în caz contrar, nu s-ar mai putea testa bateriile.

Verificarea circuitului integrat este destul de delicată, deoarece, pentru a se reduce curentul consumat, el se autoactivează timp de numai 10 ms la fiecare 1,67 s: pe durata acestei perioade prin el circulă cam 50 µA, plus curentul din LED. Dacă, totuși, vrem ca integratul să lucreze continuu, vom conecta – temporar – pinul 12 la borna de 0 V.

Când sună alarma (ceea ce înseamnă: fum!), tensiunea la pinul 13 scade până aproape de 0,1 V. Verificarea alarmei se face apăsând comutatorul S1.

123 *Indicator de telefon ocupat*

Ori de câte ori extensiile de telefon din camere diferite folosesc în comun o singură linie, este dificil de constatat dacă linia este ocupată. Circuitul de față rezolvă această problemă. În principiu, un detector de semnal este conectat la liniile de convorbire „a“ și „b“ ale rețelei telefonice, printr-o punte redresoare. Când linia telefonică nu este folosită, pe aceasta există o tensiune continuă cuprinsă între 50 și 60 V (între punctele „a“ și „b“). O parte din această tensiune este aplicată pe poarta FET-ului T1 printr-un divizor de tensiune, R1-R2. Poarta FET-ului este la potențial negativ față de sursă și acesta începe să conducă. Prin urmare, LED-ul luminează.



Când unul din telefoanele cuplate este folosit (de exemplu, este ridicat un receptor), diferența de tensiune dintre „a“ și „b“ este mult mai mică de 50 V. Aceasta determină blocarea FET-ului și stingerea LED-ului, indicând că linia este ocupată.

Circuitul este astfel dimensionat încât curentul prin LED să fie limitat la 10 mA. Dioda D5 limitează tensiunea dintre poarta și sursa FET-ului la aproximativ 10 V, evitând ca potențialul porții să devină pozitiv față de sursă. Condensatorul electrolitic C1 suprimă interferența și efectuează o oarecare decuplare.

Valoarea lui R1 poate fi modificată în funcție de valoarea exactă a tensiunii de linie. În practică, nu trebuie folosite valori mai mari de 220 kΩ, dacă dorim ca detectorul să funcționeze bine. LED-ul D6 poate fi înlocuit cu un LED cu lumină intermitentă.

Datorită prezenței bateriei de 9 V, circuitul reprezintă o încărcare foarte redusă pentru liniile telefonice. Placa de circuit imprimat are dimensiunile apropiate de cele ale bateriei de tip PP3, permițând ca indicatorul să fie construit într-o carcasă compactă.

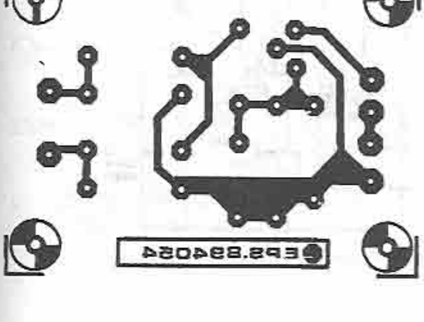
În sfârșit, în ceea ce privește siguranța în exploatare, să reținem că tensiunea de 60 V a liniei telefonice este periculoasă. De aceea, urmând sfatul nostru de a construi montajul în acest fel, riscul de a fi atinse componentele este redus la minimum.

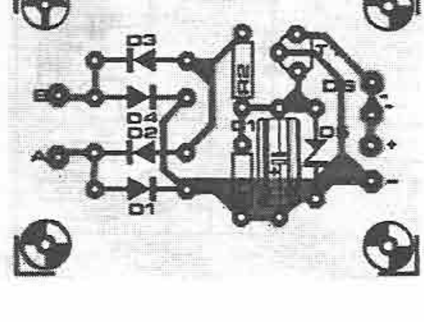
Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 100 kΩ
R2 = 1 MΩ

Condensatoare:
C1 = 1 µF / 63 V

Semiconductoare:
T1 = BF 256ZB
D1-D4 = 1N4004
D5 = 10 V / 1 W
D6 = LED roșu





124 Lumină super-economică pentru verandă

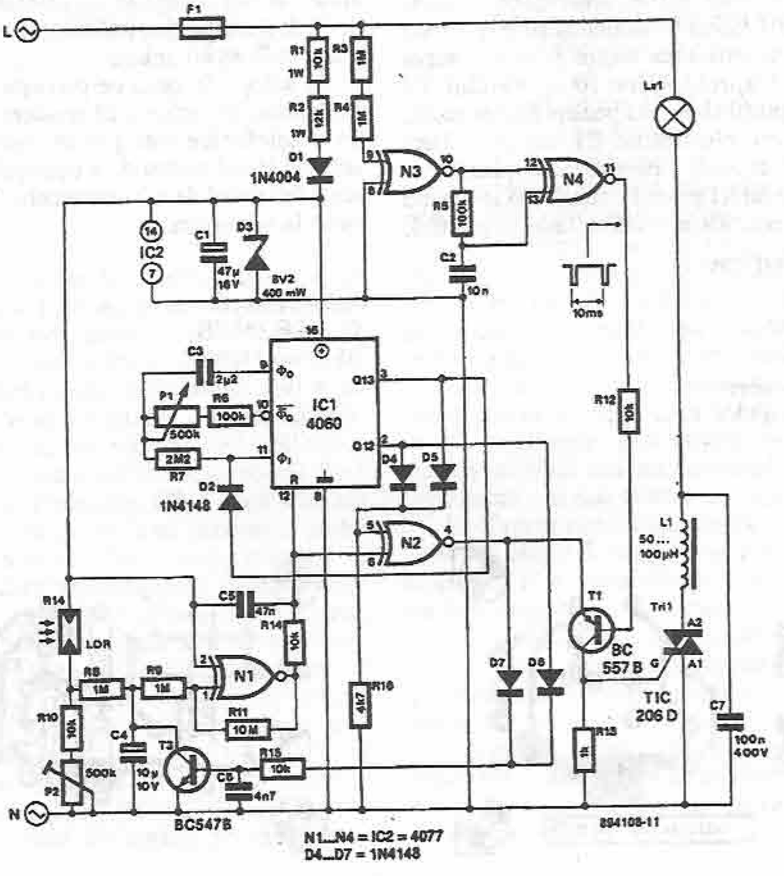
Aplicarea în practică a circuitului original (Ref.1) a necesitat un număr de îmbunătăţiri, ce au avut ca rezultat versiunea modificată prezentată aici.

Scopul proiectului iniţial era acela de a controla durata de funcţionare a unui bec de verandă a cărui aprindere se produce în amurg. Potenţiometrele P1 şi P2 controlează perioada de timp şi, respectiv, pragul la care se consideră instalarea amurgului. Circuitul asigură comutarea triacului la trecerile prin zero. Schema originală a fost modificată pentru a o face potrivită pentru instalarea într-o verandă închisă, chiar deasupra unei aplice de perete.

Tranzistorul T3 a fost adăugat ca un şunt al lui C4, pentru a permite blocarea fotocelulei când lumina este aprinsă. Senzorul poate, astfel, să fie montat în apropiere sau chiar înglobat în aplică, fără probleme.

După ce lumina este închisă, senzorul continuă să fie blocat de D6. Acest lucru previne redeclanşările false provocate de vizitatorii nocturni, când lumina aprinsă de aceştia pe hol cade pe verandă. Dioda D4 face ca lumina să fie închisă când Q12 trece în starea logică H, dar numărarea continuă până când şi Q13 trece în starea logică H: D2 inhibă, în acest moment, numărarea. Dioda D5 menţine lumina închisă pe timpul cât circuitul este în aşteptare, fiind resetat, datorită prezenţei luminii de zi.

Condensatorul C5 şi rezistenţa R14 au rolul de a evita ca integratul să se blocheze cu Q12 şi Q13 în starea logică H. Prototipul acestui circuit a asigurat comanda unui bec de 60 W.



Modificarea componentelor din jurul circuitului 4060 încetinește frecvența de tact pentru a relua apoi timpul de iluminare cu tactul inițial. Pentru o funcționare sigură, C3 trebuie să fie cu policarbonat sau poliester, cu curenți reziduali mici: sunt preferate tipurile MKM sau MKT.

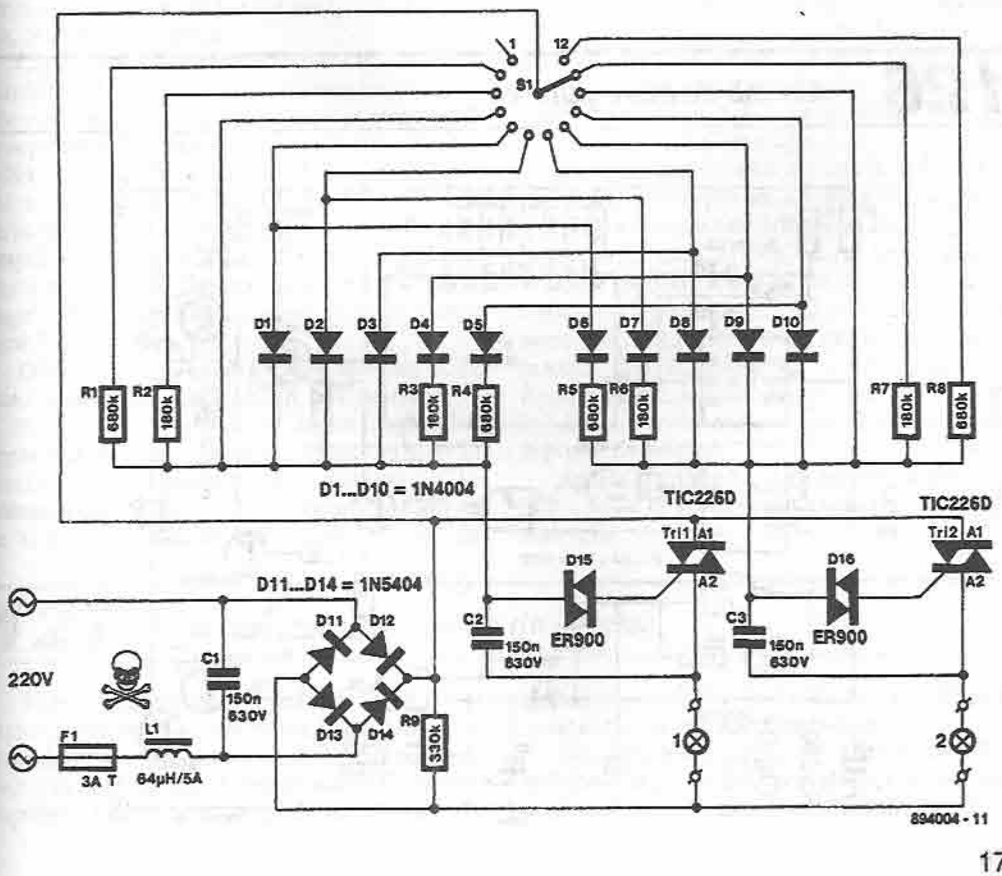
Referință: „Lumină economică pentru verandă“ – *Elektor Electronics*, iulie / august 1984.

125 Regulator al intensității luminoase, în patru cadrane

Acest regulator foarte deosebit pentru luminile casnice sau industriale, nu este utilizat în varianta livrată de fabricant, ci este posibil controlul intensității luminoase a două grupuri de lămpi dintr-o singură operație. Combinațiile posibile ale intensității luminoase sunt arătate în tabel. Este clar că nu e posibil să se obțină controlul continuu al intensității luminoase în cele două grupuri. În schimb, circuitul permite alegerea a patru niveluri de intensitate în fiecare din cele două grupuri: maxim, minim, 1/3 și 2/3.

Ambele secțiuni ale circuitului lucrează pe baza binecunoscutului principiu de funcționare a triacului, care comută din starea blocată în starea de conducție cu ajutorul unei rețele RC și al unei diode. Rețeaua RC furnizează defazarea necesară și determină când anume să fie comutat triacul. Comutatorul circular selectează rezistența dintr-o rețea dată și, implicit, intensitatea luminoasă, într-unul din cele două grupuri de lămpi. Lipsa rezistenței înseamnă că grupul este închis, un scurtcircuit generează un maxim de intensitate luminoasă, iar rezistențele de 10 kΩ și 18 kΩ dau o intensitate luminoasă medie. Diodele previn interinfluențarea grupurilor.

Șocul de 64 μH, L1, și condensatorul de 150



nF de la bornele punții redresoare împiedică regulatorul să producă interferențe în alte echipamente conectate la aceeași rețea de alimentare.

Dacă triacele sunt montate pe un radiator de răcire dimensionat la 12K/W, pot fi controlate puteri de până la 500 W pe fiecare grup.

Este esențial, bineînțeles, ca incinta în care este montat regulatorul, să asigure o răcire bună: este, deci, indicată existența unui număr suficient de orificii și fante – acestea nu trebuie să permită ca părțile componente ale circuitului să poată fi atinse.

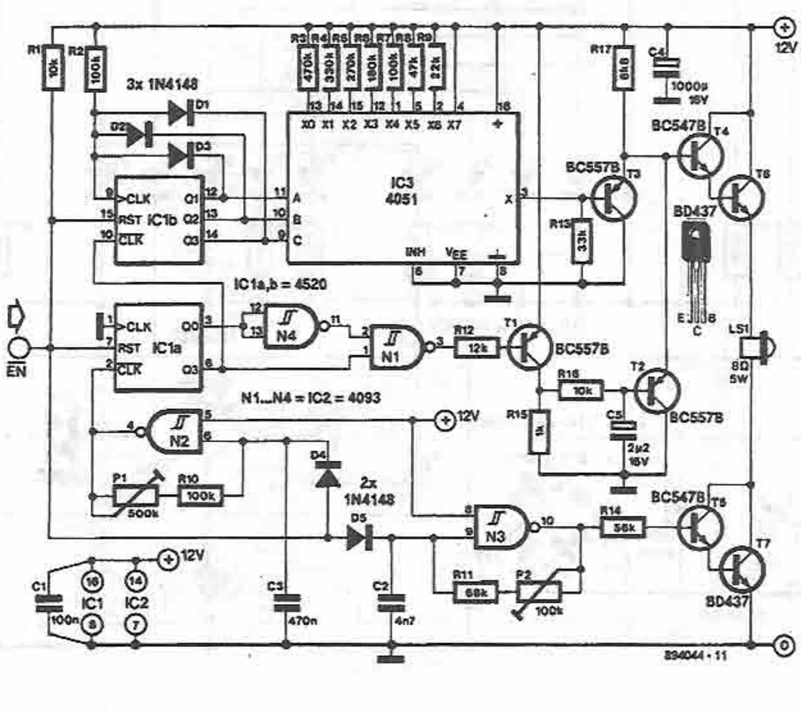
Axul comutatorului nu trebuie să fie metalic: nu numai că, astfel, se realizează o exploatare în siguranță a dispozitivului ci, de asemenea, este și mai ușor de îndepărtat limitatorul de cursă, astfel încât comutatorul să poată fi rotit în mod continuu, nemaifiind necesară readucerea sa la prima poziție, de fiecare dată când este utilizat.

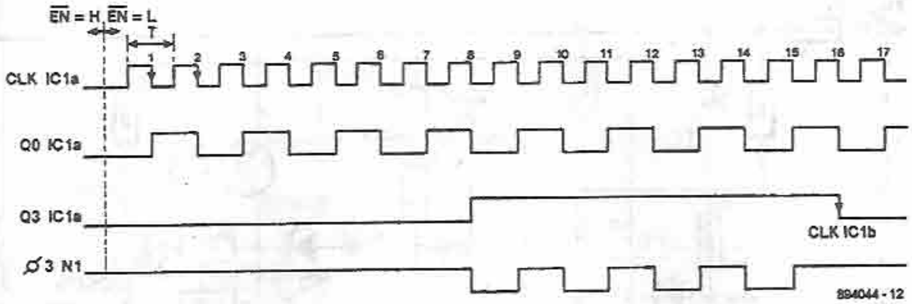
Comutatorul de rețea este preferabil să aibă înglobat un bec indicator: acesta ne arată dintr-o privire dacă circuitul este pornit, de fiecare dată când avem impresia că S1 se poate afla în poziția „decuplat".

În final, rețineți că acest montaj conține în multe locuri tensiuni înalte: execuția sa îngrijită și realizarea unei corecte izolări au, prin urmare, o extrem de mare importanță.

Poziția comutatorului	Intensitate	
	Grupul A	Grupul B
1	0	0
2	1/3	0
3	2/3	0
4	1	0
5	1	1/3
6	1	2/3
7	1	1
8	2/3	1
9	1/3	1
10	0	1
11	0	2/3
12	0	1/3

126 *Alarmă de mare putere*





Când această alarmă este acționată de un semnal de nivel scăzut la intrarea, difuzorul (IF) produce un număr de secvențe de către patru tonuri separate prin intervale de pauză. Fiecare din secvențele sonore răsună mai puternic decât precedenta, pentru a da alarmei un caracter foarte distinctiv. Nivelul maxim la ieșire se atinge după circa 28 de secunde.

Atâta timp cât intrarea se află în starea logică H, numărătoarele IC1a și IC1b rămân resetate iar oscilatorul pentru interval, N2, cât și generatorul de ton, N3, sunt inactive. În acest caz, alarma este oprită.

Când este acționată, oscilatorul și cele două numărătoare sunt activate. Numărătorul IC1a este comandat cu impulsuri de tact (frecvență de repetiție 8 Hz) provenite de la N2. Porțile N1 și N4 de la ieșirile Q0 și Q3 ale numărătorului determină blocarea lui T1 pe durata a opt perioade de tact consecutive date de IC1a. În timpul următoarelor opt cicluri, tranzistorul este blocat și deblocat alternativ, așa cum se arată în diagrama de timp. Difuzorul emite sunetul doar când T1 conduce.

Deoarece ieșirea Q3 a numărătorului IC1a este conectată la intrarea $\overline{CLK}$ a numărătorului IC1b, acesta din urmă este incrementat de frontul negativ al celui de-al șaisprezecelea impuls. În practică, aceasta înseamnă că numărătorul IC1b primește un impuls de tact după fiecare secvență de ton. Cele mai semnificative ieșiri ale numărătorului IC1b comandă intrările de selecție de 3 biți ale multiplexorului analogic IC3. Cum Q0 nu este folosită, IC1b necesită două impulsuri de tact pentru a determina multiplexorul să conecteze următoarea intrare, X_n, la ieșirea X. Cele șapte rezistențe de la intrările multiplexorului determină creșterea tensiunii de pe baza lui T3 după fiecare secvență de ton alternantă. Ca rezultat, tensiunea pe difuzor crește, încât sunetul alarmei se aude și mai tare.

Tranzistorul T1 comută beep-urile succesive pe pornit și oprit. Rezistența R16, condensatorul C5 și tranzistorul T2 previn comutarea bruscă a tensiunii de comandă a difuzorului când T1 este blocat, și asigură revenirea lentă a nivelului sonor către valoarea stabilită de rezistența intrării respective a multiplexorului.

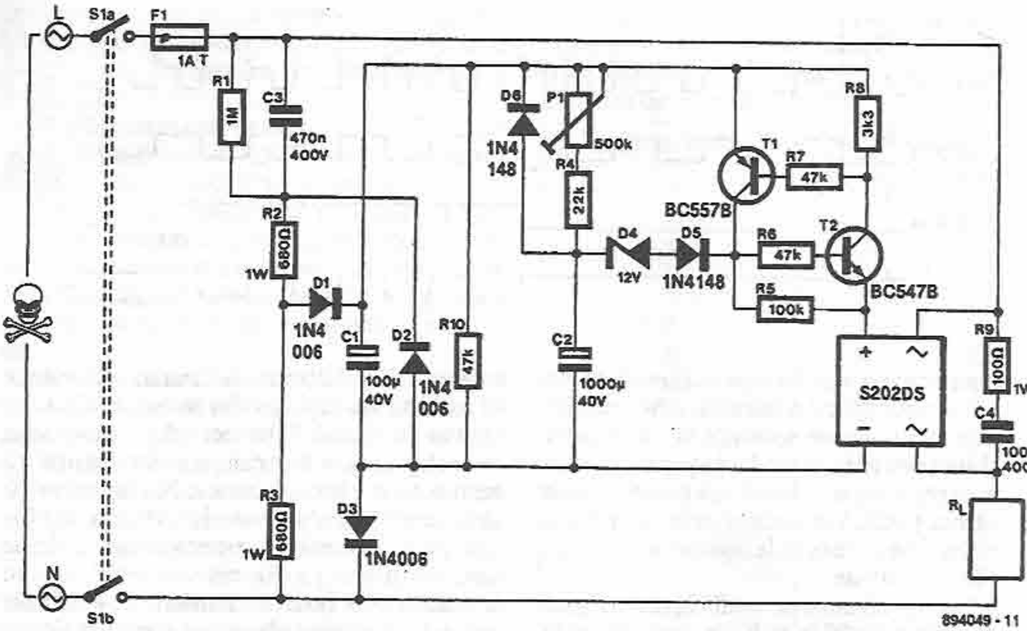
După ce alarma este acționată, volumul de ieșire crește de șapte ori. Diodele D1, D2 și D3 determină oprirea numărătorului IC1b în starea 1110, astfel încât multiplexorul trece întreaga tensiune pozitivă a sursei de la intrarea X7 la tranzistorul pentru controlul volumului, T3. În acest moment, alarma sună continuu la volum maxim, determinând sursa de tensiune să furnizeze prin difuzor un vârf de curent de până la 1,25 A. Sunetul rezultat este pătrunzător, abia suportat de ureche.

Semireglabilele P1 și P2 servesc la stabilirea intervalului de repetiție și, respectiv, a frecvenței sunetului.

127 *Temporizator alimentat de la rețea*

Acest temporizator poate fi conectat la rețeaua electrică și are rolul de a furniza o întârziere de valoare controlabilă înainte de cuplarea unei sarcini. A fost proiectat să lucreze împreună cu un detector pasiv de mișcare, în infraroșu, care face parte dintr-o instalație de semnalizare a prezenței intrușilor.

Tensiunea de rețea este redusă de C3 și redresată, astfel încât la bornele lui C1 vom avea o tensiune cu o valoare de aproximativ 30 V.



Acest potențial încarcă lent condensatorul C2, prin R4-P1. Când U_{C2} ajunge la aproximativ 14 V, comutatorul electronic T1-T2 acționează un releu semiconductor tip S202DS (fabricat de Sharp). Când tensiunea rețelei este decuplată, C2 se descarcă rapid prin D6 și R10. Întârzierea poate fi mărită de la 15 s (cu P1 reglat pe rezistența minimă) până la 5 min (cu P1 reglat pe rezistența maximă).

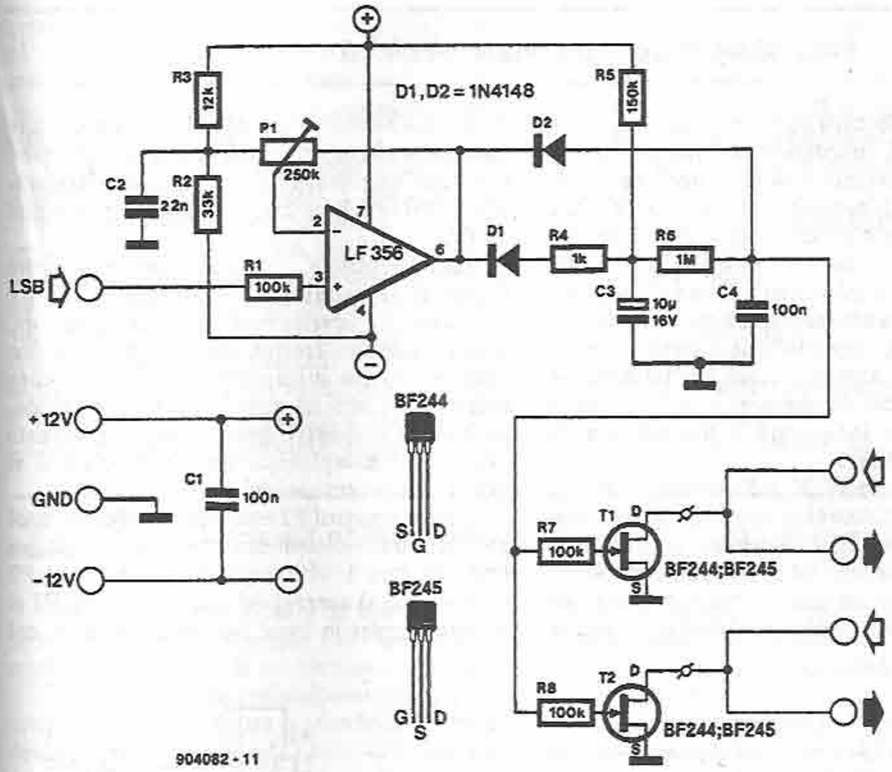
Releul electronic necesită răcire, în funcție de curentul ce trece prin rezistența de sarcină: până la 1 A nu necesită radiator; la 1-3 A (max.), este necesar un radiator termic cu o suprafață de 5 x 5 cm. În timpul asamblării montajului, trebuie acordată o atenție corespunzătoare bunei izolări, deoarece numeroase zone vor fi alimentate la tensiunea rețelei. De exemplu, este strict obligatorie montarea circuitului într-o carcasă standardizată (din ABS) sau într-una realizată artizanal, din lemn. Dacă pentru P1 este folosit un potențiometru, axul său trebuie să fie dintr-un material izolator. Dacă este folosit un semireglabil, nu trebuie să se poată ajunge la el decât printr-un orificiu al carcasei. Comutatorul S1 este de tip basculant bipolar, care decuplează circuitul de la rețea. Cu toate acestea, singurul mod de a interveni în siguranță asupra circuitului este să se scoată ștecherul din priză și să i se lase condensatorului C3 suficient timp pentru descărcare.

128 *Control digital al circuitului de muting*

Circuitul de atenuare prezentat aici este proiectat special pentru a fi folosit cu modulul Roland MT32, deși, cu câteva mici modificări, ar putea fi adaptat chiar și la expandoare sau sintetizatoare. A fost gândit cu scopul de a elimina zgomotul pe care-l produce expandorul după ultima notă. Acest zgomot, care se menține la un nivel audibil, începe să devină destul de iritant, după o vreme, în cazul utilizării expandorului la aparatura audio de acasă. În condițiile studiourilor de înregistrări, se folosește bineînțeles, poarta de zgomot.

Montajul a fost proiectat astfel încât să poată fi montat în interiorul modulului MT32, care oferă suficient spațiu.

Atenuarea propriu-zisă este dată de două tranzistoare cu efect de câmp (FET) de tip BF244 sau BF245. Aceste dispozitive scurtcircuitează



la masă ieșirea analogică a expandorului, când nu există semnal. Circuitul este declanșat de datele de pe magistrala de date ce precedă convertorul digital-analogic (D/A). Datele sunt active în starea L. Ele sunt preluate de pe linia de date D0 și comparate cu o tensiune de referință de 5 V, furnizată lui IC1 de divizorul de tensiune R2-R3. Când D0 este logic L, circuitul este inoperant iar ieșirea amplificatorului operațional este situată la aproximativ +5 V.

Tranzistoarele FET își obțin tensiunea de poartă din punctul comun lui R6-C4-D2, prin R7 și R8. Deoarece această tensiune este de asemenea +5 V, FET-urile conduc și scurtcircuitează la masă ieșirea expandorului.

Când D0 trece în logic L, ieșirea comparatorului va trece de asemenea în logic L (negativ). Cât de „jos" anume, asta depinde de reglajul lui P1. În acest punct, C4 este descărcat imediat prin D2 și tensiunea de poartă a FET-urilor devine negativă. FET-urile se blochează și semnalul de ieșire al expandorului este prezent. Dacă acesta este un semnal scurt, percutant, C3 se va descărca doar parțial prin D1. Când D0 trece din nou în starea logic L, FET-urile vor intra treptat în conducție. Viteza de modificare a tensiunilor de poartă este determinat de R6 și C4.

Când semnalul de ieșire al expandorului este de durată mai lungă sau este reverberat considerabil, ieșirea amplificatorului operațional rămâne în starea L timp suficient de lung pentru ca C3 să se descarce aproape complet. Aceasta înseamnă că atunci când D0 rămâne în sfârșit în starea H, panta modificării tensiunii de poartă este foarte mică, deoarece C3 trebuie să se încarce întâi prin R5. Acestea au ca efect o atenuare gradată a semnalului expandorului, astfel încât reverberația nu este complet eliminată. În practică, prototipul lucrează foarte mulțumitor.

Circuitul este alimentat de la sursa de 12 V a modulului MT32, și consumă un curent de aproximativ 6 mA.

Semireglabilul P1 trebuie ajustat empiric, în funcție de preferința fiecăruia.

129 Îmbunătățire pentru chitară electrică

O chitară electrică cu trei elemente cu câte o singură bobină, binecunoscutul model Fender, poate furniza mai multe facilități decât modelele industriale. O modificare simplă creează posibilitatea de a produce un veritabil semnal stereo, sau de a conecta una sau mai multe elemente în antifază – vezi schema circuitului.

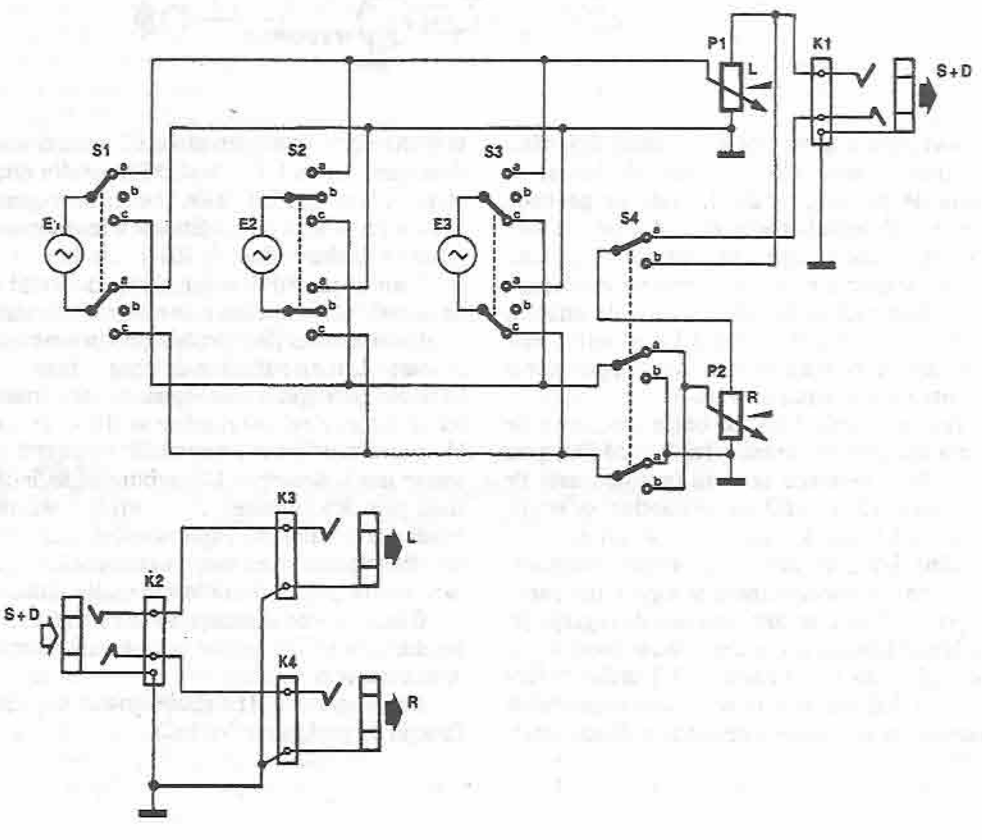
Dacă chitara este prevăzută cu un comutator cu cinci poziții, acesta trebuie înlocuit cu patru comutatoare miniatură în linie. Comutatorul S4 determină modul de operare: poziția de sus = stereo, poziția inferioară = normal sau cu elemente în antifază.

Comutatoarele S1, S2 și S3 determină modul în care sunt comutate elementul de la gâtul chitarei, elementul central și elementul punte, cu toate că acesta este dependent și de poziția lui S4.

Cu S4 se comută între normal și antifază, alte funcții ale comutatorului fiind cele ce urmează. În poziția superioară, elementul respectiv este comutat în circuit, în poziția de mijloc, elementul respectiv este inactiv și, în poziția inferioară, elementul este în antifază. Defazajul este reglat cu P2.

Cu S4 în poziția „stereo", fiecare element este conectat la canalul stâng în cazul în care comutatorul respectiv este în poziția superioară, și la canalul din dreapta, dacă acest comutator este în poziția inferioară. În cazul în care comutatorul asociat este în poziția de mijloc, elementul respectiv este inactiv. În această poziție, P2 îndeplinește funcția de control al volumului pentru canalul din dreapta.

Potențiometrul P2 este elementul de control al volumului, existent din fabricație, al chitarei (500 kΩ sau 1 MΩ log.). Potențiometrul P2 trebuie să aibă aceeași valoare cu cea a lui P1 și trebuie montat în locul ocupat anterior de cel



pentru reglajul de ton. Este posibil, bineînţeles, să se păstreze controlul de ton original, dar trebuie, în acest caz, amplasat unul identic, pentru al doilea canal (exact în acelaşi mod ca şi controlul de ton iniţial).

Conectoarele tip jack existente iniţial trebuie înlocuite cu varianta stereo. Când chitara e comutată pe modul stereo, aceasta este conectată printr-un cablu de microfon, bifilar, ecranat, de bună calitate, prevăzut la fiecare capăt cu un jack stereo. Canalul stâng este astfel disponibil la vârful conectorului (tip jack), iar canalul din dreapta – la inelul conectorului. Canalele se pot separa printr-un separator stereo, caz în care pot fi transmise chiar şi prin jackuri şi cabluri mono. Când chitara este comutată pe modul normal/antifază, poate fi folosit, bineînţeles, un cablu standard de chitară.

Modificările descrise aici au fost făcute pe chitara Yamaha SC1000 şi au dat rezultate excelente. Este recomandabilă folosirea lor îndeosebi unde se doreşte bună calitate, necesară în condiţii de studio.

E1 = elementul de la gâtul chitarei
E2 = element central
E3 = element punte
S1; S2; S3:
a = canal stâng
b = închis
c = canalul din dreapta sau antifază
S4: a = stereo
b = normal/antifază

130 *Variantă pentru unitatea de redistribuire de semnal MIDI*

Unitatea de „redistribuire de semnal MIDI" pe care am publicat-o în mai 1987 are mult mai multe posibilităţi decât am estimat noi atunci.

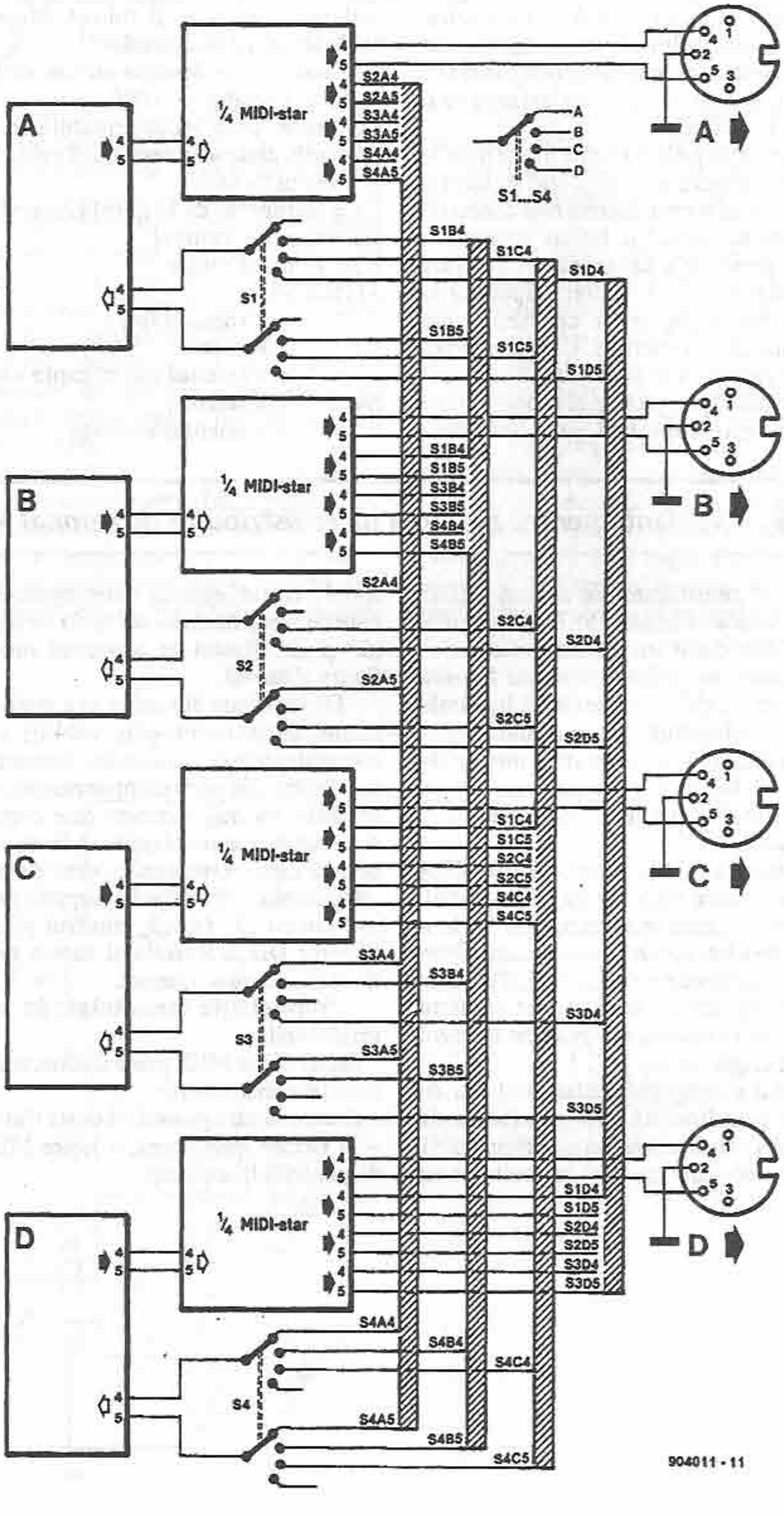
Dacă unitatea de redistribuire este folosită integral, atunci va exista o adevărată îngrămădeală de fire de legătură. Orice schimbare va duce la reorientarea unui anumit număr de cabluri. Există totuşi o cale, pe care o vom descrie aici, de a scăpa de o mare parte din această muncă.

Sunt necesare: o unitate de redistribuire MIDI şi patru comutatoare bipolare cu patru poziţii. Conectându-le aşa cum se arată în figură, avem posibilitatea de a interconecta patru instrumente MIDI într-o multitudine de moduri, fără acel număr enorm de cabluri. În plus, sunt necesare mult mai puţine conectoare DIN decât în cazul configuraţiei originale.

În circuitul configurat iniţial, unitatea de redistribuire este folosită ca o capacitate de tranzit cu patru căi. Comutatoarele originale S1 şi S2 nu sunt necesare: ele sunt înlocuite cu un simplu fir de legătură între contactele M şi 1. Este de asemenea necesar un fir de legătură între „2" şi „3". Restul de conexiuni sunt arătate în figura alăturată.

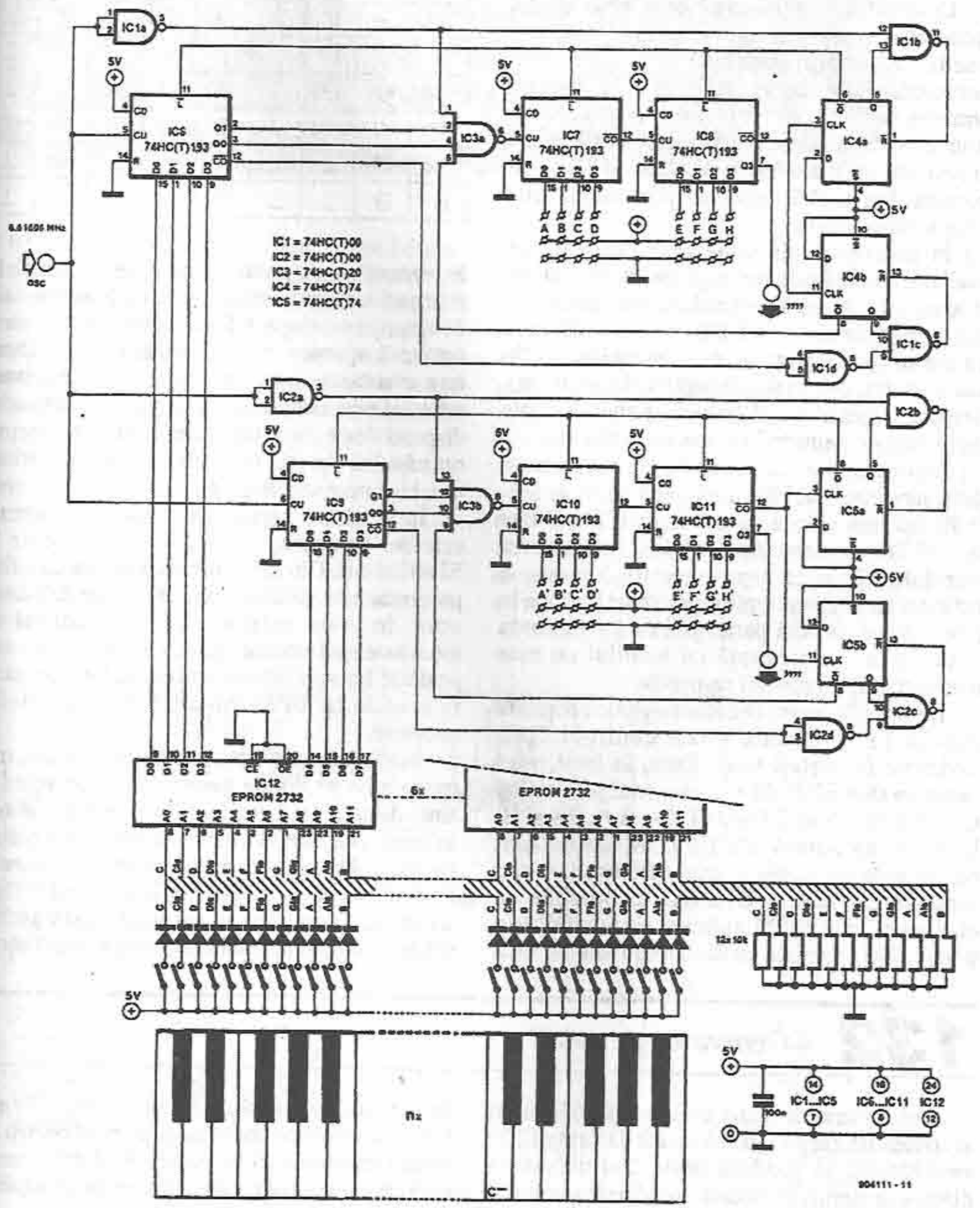
De la fiecare din cele patru secţiuni componente, conexiunile prin cabluri merg către comutatoarele de la celelalte secţiuni. Deoarece ieşirile din cele patru componente poartă aceleaşi semnale, nu mai contează care comutator este conectat la o anumită ieşire. Acesta este motivul pentru care conexiunile sunt desenate ca o „magistrală", chiar dacă începutul este notat cu „4" sau cu „5" (adică, numărul pinilor conectoarelor DIN). Rezultatul este o reprezentare mult mai clară a schemei.

Proprietăţile circuitului, pe scurt, sunt următoarele:
– fiecare ieşire MIDI poate fi conectată la intrările celorlalte instrumente;
– fiecare intrare poate fi blocată (întreruptă);
– la fiecare instrument, o ieşire MIDI rămâne disponibilă în exterior.


A
B
C
D
¼ MIDI-star
¼ MIDI-star
¼ MIDI-star
¼ MIDI-star
S1
S2
S3
S4
S1...S4
S2A4
S2A5
S3A4
S3A5
S4A4
S4A5
S1B4
S1B5
S1C4
S1C5
S1D4
S1D5
S3B4
S3B5
S4B4
S4B5
S2C4
S2C5
S2D4
S2D5
S4C4
S4C5
S3D4
S3D5
904011 - 11

131 Acorduri perfecte

Pianul, orga electronică şi alte instrumente moderne cu clape sunt acordate la o tonalitate egală, ceea ce înseamnă că fiecare semiton este produs la un interval egal. Cu alte cuvinte, cele douăsprezece tonuri dintr-o octavă sunt echidistante pe o scară logaritmică de frecvenţă, adică fiecare ton are o frecvenţă care este de 1,059 ori mai mare decât frecvenţa precedentă. Avantajul



	A	B	C	D	E	F	G	H
C	⊥	⊥	⊥	⊥	⊥	⊥	⊥	⊥
C#	⊕	⊕	⊕	⊕	⊥	⊥	⊥	⊥
D	⊥	⊥	⊕	⊕	⊕	⊥	⊥	⊥
D#	⊕	⊥	⊥	⊕	⊥	⊕	⊥	⊥
E	⊕	⊥	⊕	⊥	⊕	⊕	⊥	⊥
F	⊕	⊥	⊥	⊥	⊥	⊥	⊕	⊥
F#	⊕	⊕	⊥	⊕	⊥	⊥	⊕	⊥
G	⊥	⊕	⊕	⊥	⊕	⊥	⊕	⊥
G#	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊥	⊕	⊥
A	⊥	⊥	⊥	⊕	⊥	⊕	⊕	⊥
A#	⊕	⊥	⊥	⊥	⊕	⊕	⊕	⊥
B	⊕	⊥	⊥	⊕	⊕	⊕	⊕	⊥

acestui mod de acordare este că la un astfel de instrument se poate cânta în orice cheie. Dezavantajul este că, totuși, tonurile nu sunt acordate „natural", ceea ce se observă în special când sunt cântate armonii. O cvintă perfectă trebuie să aibă raportul 2:3, dar într-un acord de tonalitate egal, acesta este de 2:2,9966. E o diferență mică, dar sesizabilă. Cu terța majoră lucrurile stau și mai rău: 4:5 în loc de 4:5,0397.

Circuitul prezentat aici aduce o îmbunătățire. Acordul de tonalitate egal este menținut, dar, imediat ce interpretează un acord, circuitul dezacordează notele, în așa fel încât să rezulte o armonie perfectă. Acest lucru se realizează într-un mod diferit de acela folosit la unele dintre sintetizatoarele moderne, la care acordul este comutat într-o altă tonalitate prin intermediul unor semireglabile.

În principiu, circuitul prezentat este un oscilator de tipul celor ce se găsesc în mod curent și în orga electronică. Semnalul oscilatorului are o frecvență de 8,61696 MHz, care este divizată cu doisprezece pentru octava cea mai înaltă (în cazul nostru, cvarta superioară lui do mijlociu). Semnalele pentru celelalte octave sunt obținute din acestea cu ajutorul divizoarelor binare.

Este necesar un total de douăsprezece divizoare identice, câte unul pentru fiecare ton. În figură sunt arătate numai două: IC6 ÷ IC8 și IC9 ÷ IC11. Toate sunt prestabilite. Prestabilirea este folosită pe de o parte pentru a obține o înălțime dată (cu ajutorul jumperelor figurate în tabel) și, pe de altă parte, pentru a dezacorda tonurile în concordanță cu acordul ce este interpretat în momentul respectiv.

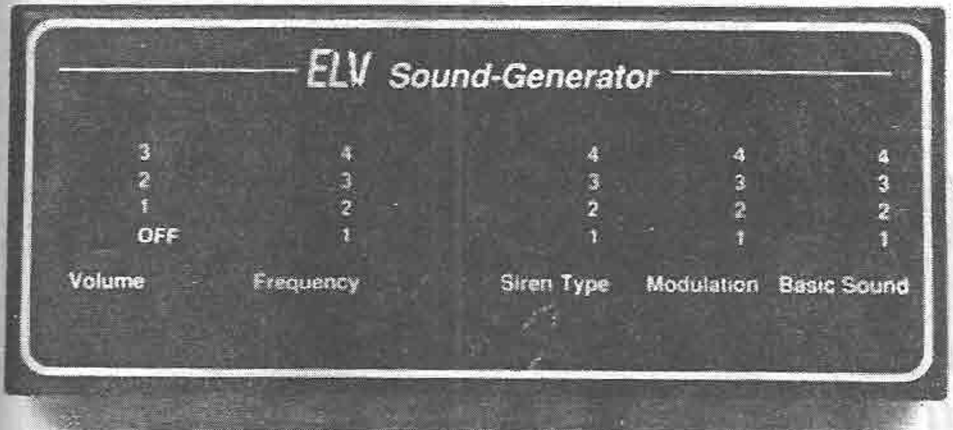
Informația pentru dezacordare este conținută într-un EPROM care poate controla două divizoare în același timp. Deci, în total, sunt necesare șase EPROM-uri: câte unul pentru C și C+, D și D+, E și F, F+ și G, G+ și A, A+ și B. Intrările de adresă ale EPROM-urilor sunt conectate la contactele normal deschise care sunt asociate claviaturii. Octavele disponibile pe claviatură sunt astfel aplicate circuitului prin porțile SAU formate cu diode. Trebuie să aveți în vedere că singurul lucru care contează în procesul de dezacordare este care dintre cele douăsprezece clape a fost apăsată, și nu cărei octave îi aparține nota respectivă. Acest lucru este avantajos, deoarece înseamnă că mărimea schemei este independentă de numărul octavelor disponibile pe claviatură, bineînțeles, cu excepția numărului de diode și de contacte normal deschise necesare în plus.

În principiu, toate informațiile aferente oricărei combinații de note pot fi stocate în EPROM-uri. Din acest punct de vedere circuitul prezentat este limitat la acordurile din 2, 3 sau 4 note; în toate celelalte cazuri, acordul de tonalitate egal este menținut. Din păcate, nu este posibilă listarea tuturor informațiilor necesar a fi stocate în EPROM-uri sau a calculelor necesare.

În sfârșit, dacă sunt menținute una sau mai multe note pe durata trecerii de la un acord la altul, dezacordul tonurilor poate fi sesizat de auz. În acest caz, prețul pe care trebuie să-l plătim pentru a obține un sunet natural este reprezentat de necesitatea de a cânta la instrument într-un alt mod, și anume, să așteptăm „stingerea" fiecărei note, înainte de a o cânta pe următoarea.

132 Generator de sunet

Generatorul de sunet descris aici, conceput și comercializat sub formă de kit de firma ELV, este capabil să producă peste 256 de sunete diferite de sirenă, incluzând popularele sonorități de sirene tip Kojak, FBI și Hawaii-Five-0. Compact, ușor de construit și potrivit pentru a fi folosit împreună cu sistemele de alarmă pentru incinte sau autovehicule, acesta este prevăzut și



cu un amplificator de 20 W. Tipul sunetului este selectat cu patru comutatoare liniare dispuse pe panoul frontal al aparatului. Numărul total de 256 (4 x 4 x 4 x 4) de sunete diferite este obținut prin combinarea celor patru poziții ale fiecărui comutator. Etajul de ieșire inclus debitează o putere de audiofrecvență de 20 W, la o tensiune de alimentare cuprinsă între 12 V și 15 V. Comutatorul cu translație din partea stângă a panoului frontal poate selecta trei niveluri ale volumului sonor, precum și funcția închis/deschis.

Descrierea circuitului

Circuitul IC1, de tip NE556, conține două multivibratoare. Unul dintre acestea, IC1b, generează sunetul de bază al sirenei. Comutatorul S4 selectează unul din cele patru condensatoare C7-C10, în vederea generării celor patru frecvențe de bază. Ieșirea lui IC1b, pinul 9, comandă tranzistorul de putere T1, prin rezistența R14. În funcție de poziția comutatorului de volum S5, difuzorul este fie deconectat („OFF"), fie conectat direct la colectorul lui T1 (nivelul trei al volumului), fie conectat prin rezistențele serie R15 și R16 (nivelurile 2 și 1 ale volumului). Evident, un singur oscilator nu poate genera un sunet de sirenă, și cu atât mai puțin să producă până la

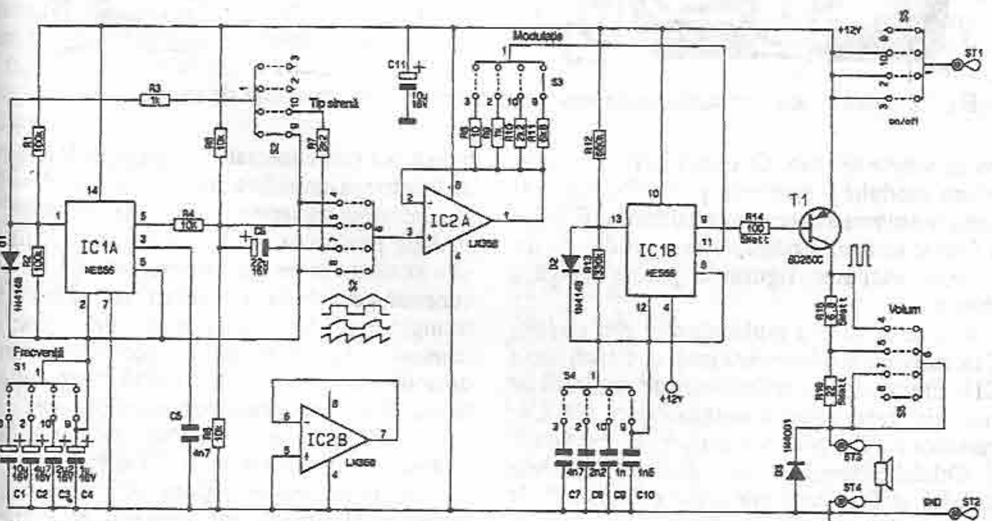


Fig. 1. Schema electrică a generatorului de sunet

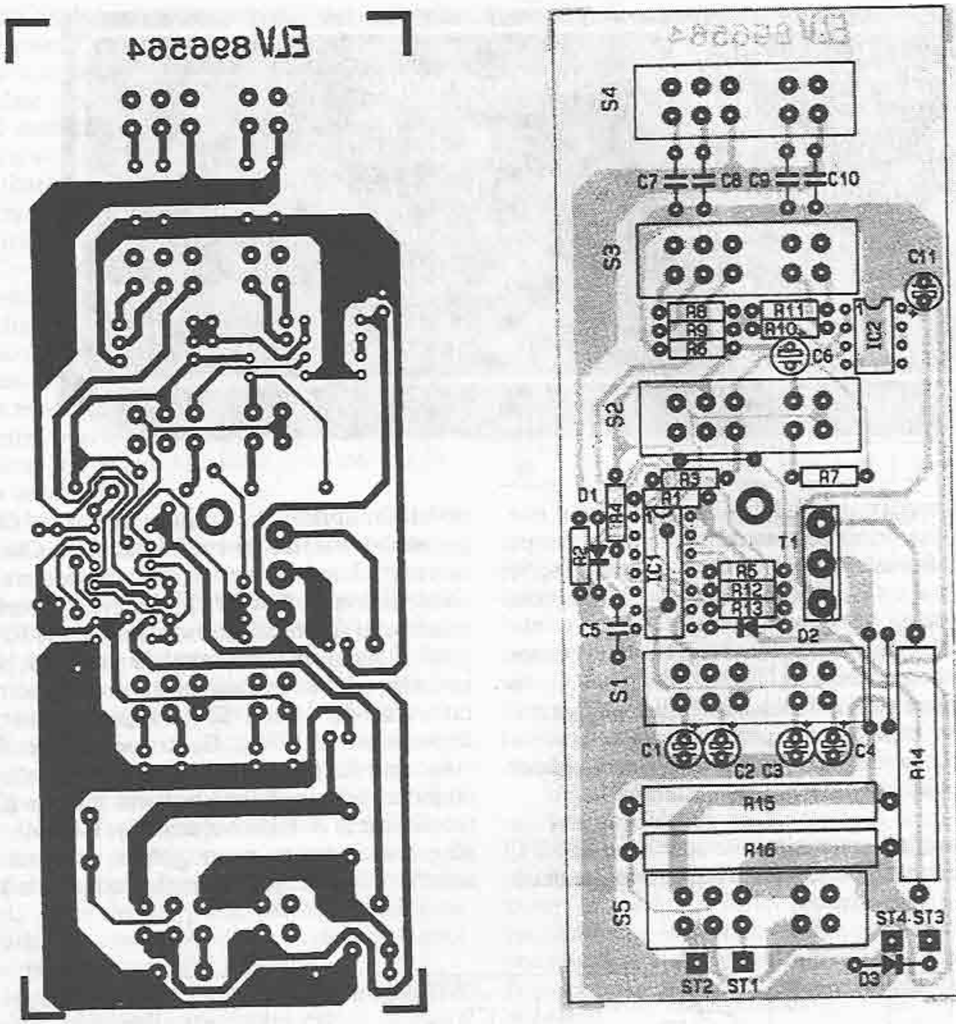


Fig. 2. Cablajul imprimat și amplasarea componentelor generatorului de sunet

256 de sunete diferite. Circuitul IC1b este, prin urmare, modulat în frecvență prin aplicarea unui semnal pe intrarea sa de control al tensiunii, pinul 11. Acest semnal modulator este produs de un al doilea oscilator, figurat în partea stângă a schemei.

Cel de-al doilea multivibrator din circuit, IC1a, lucrează la o frecvență mult mai mică decât IC1b. Frecvența de oscilație este determinată de unul din cele patru condensatoare C1-C4, conectate la IC1a prin comutatorul de frecvență, S1. Celelalte elemente care determină frecvența sunt R1 și R2, care stabilesc perioadele de încărcare și, respectiv, descărcare.

Când S2 este comutat în poziția arătată în figură, R3 este conectată în paralel cu R2, astfel încât intrarea amplificatorului operațional buffer IC2 primește un semnal în dinte de fierăstrău. În cealaltă poziție extremă, adică atunci când S2 este comutat în poziția superioară, R3 nu este conectat, generându-se astfel un semnal de formă triunghiulară. Cele două poziții de mijloc ale comutatorului determină producerea unei forme de undă dreptunghiulare și a unei combinații de formă dreptunghiular/logaritmică (ca aceea din fig. 1). Ultima formă prezentată este obținută cu ajutorul componentelor C6, R7 și R3.

Amplificatorul operațional IC2 formează un buffer între generatorul formelor de undă de modulație, IC1a, și generatorul de ton IC1b.

Nivelul semnalului de modulație aplicat lui IC1b este determinat de poziția comutatorului S3, care conectează una din cele patru rezistențe serie R8-R11 între ieșirea lui IC2a și pinul 11 al lui IC1b. În acest fel, cu S3 se determină intensitatea modulației. Rezumând cele explicate mai sus, funcțiile comutatoarelor cu translație din circuit sunt următoarele (cele de pe panoul frontal sunt marcate în paranteză):

S1 (frecvență): frecvență de modulație
S2 (tip sirenă): formă de undă de modulație
S3 (modulație): intensitatea modulației
S4 (sunet de bază): frecvența fundamentală a sirenei
S5 (volum): nivel sunet și control cuplat/decuplat.

Cele patru comutatoare S1-S4 permit obținerea a $4^4 = 256$ de sunete diferite ce pot fi generate la trei niveluri de volum.

Pentru cele mai mari niveluri de sunet posibile (în special pentru sistemele de alarmă), este recomandabil să se folosească un difuzor într-o incintă pentru bași, având o rezervă suficientă de putere (≥ 20 W). Pentru alte aplicații, difuzoarele obișnuite asigură rezultate satisfăcătoare. Impedanța minimă a difuzorului este de 4 Ω.

Construcție

Generatorul de sunet este un circuit relativ simplu, care nu pune probleme la asamblare. În plus, aparatul este livrat sub formă de kit, ceea ce rezolvă, evident, problemele cu procurarea componentelor.

Începeți asamblarea prin așezarea și lipirea componentelor mici, urmată de componentele mari, pe o singură față a circuitului imprimat, ca în fig. 2. Simbolurile tipărite pe fața cu componente a circuitului imprimat se regăsesc în tabelul de componente. Pentru a asigura o răcire eficientă, rezistențele cu o putere de 5 W sunt montate la o oarecare distanță față de placa de circuit imprimat.

Din cauza utilizării unei carcase relativ plate, este necesară înclinarea tranzistorului de putere, T1, înspre placă. Datorită rezistenței sale interne scăzute și a faptului că el este comandat de un nivel destul de ridicat, T1 disipă relativ puțină căldură, chiar și la puteri maxime de ieșire, deci nu necesită folosirea unui radiator termic.

După o verificare vizuală atentă a întregii plăci, aceasta poate fi montată în carcasa furnizată împreună cu kitul. Conectați tensiunea de alimentare la terminalele plăcii, ST1 (+12 V până la +15 V) și ST2 (masă). Conectați difuzorul la terminalele ST3 și ST4. Executați găuri în carcasă pentru a trece firele sursei și ale difuzorului. Înnodați firele în interiorul carcasei pentru a preveni smulgerea acestora. În final, așezați jumătatea superioară a carcasei și fixați-o cu șuruburile furnizate odată cu kitul.

Utilizare practică

Când este folosit un difuzor de 4 Ω, aparatul consumă un curent maxim de până la 4 A. Dacă-l folosim într-un circuit cu comutare, de exemplu, cu rol de hupă, generatorul de sunet poate fi pornit printr-un buton sau un releu cu un nivel corespunzător al curentului de contact. Folosirea acestuia drept hupă este posibilă deoarece sirena începe să sune din momentul în care este pornită. Trebuie observat totuși că, în multe țări, folosirea unei sirene ca dispozitiv de semnalizare în sau pe autovehicule, și în anumite împrejurări sau condiții, este limitată la serviciile de urgență. În general, folosirea unei sirene poate fi, de asemenea, subiectul unor licențe speciale, legi sau reglementări, privind, în același timp, tipul sunetului și nivelul acestuia.

Listă de componente

Rezistențe:
R15 = 6 Ω; 5 W
R8 = 10 Ω
R16 = 22 Ω; 5 W
R14 = 100 Ω; 5 W
R3, R9 = 1 kΩ
R7, R10 = 2,2 kΩ
R11 = 6,8 kΩ
R4, R5, R6 = 10 kΩ
R1, R2 = 100 kΩ
R13 = 330 kΩ
R12 = 680 kΩ

Condensatoare:
C9 = 1 nF
C10 = 1,5 nF
C8 = 2,2 nF
C5, C7 = 4,7 nF
C11 = 22 nF
C4 = 1 µF / 16 V
C3 = 2,2 nF / 16 V
C2 = 4,7 nF / 16 V
C1 = 10 µF / 16 V
C6 = 22 µF / 16 V

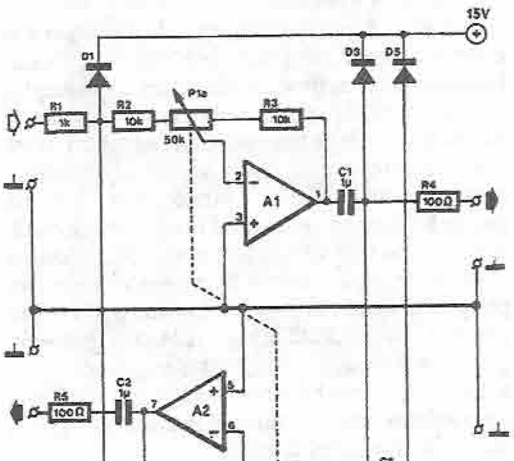
Semiconductoare:
IC1 = NE556
IC2 = TLC271
T1 = BD250C
D3 = 1N4001
D1, D2 = 1N4148

Diverse:
S1-S5 = comutatoare bipolare cu 4 căi, cu translaţie
4 pini cositoriţi
cablaj imprimat
carcasă

133 *Adaptor pentru fişă de decuplare*

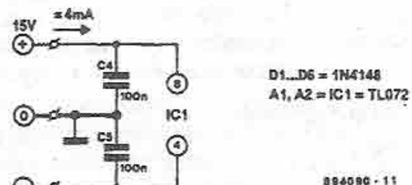
Un adaptor de decuplare este un mijloc de conectare de exemplu a generatoarelor de efecte acustice la bornele semnal-ieşire sau semnal-intrare ale amplificatorului final. Un astfel de adaptor este, de fapt, strict necesar în locul respectiv, deoarece – în mod normal – nivelurile amplificatoarelor şi cele ale generatoarelor de efecte acustice nu sunt compatibile.

Adaptorul transformă conexiunea dintr-una pasivă într-una activă, ceea ce este posibil cu



orice amplificator de ieşire. În acest scop, sunt folosite două amplificatoare de tensiune, A1 şi A2. Amplificarea sau atenuarea acestora se face complementar de la unul la altul, printr-un potenţiometru dublu, P1.

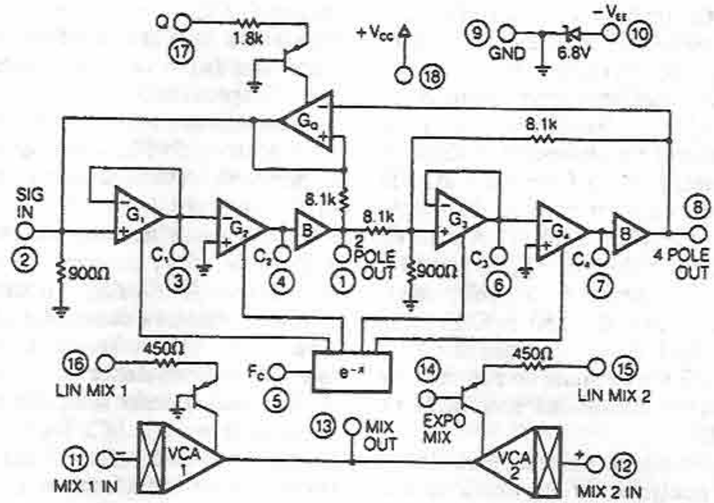
Dacă presupunem că poziţia cursorului lui P1 se află la mijlocul cursei, amplificatoarele operaţionale nici nu amplifică, nici nu atenuează. Cu alte cuvinte, în această situaţie, un modul de efecte acustice conectat la intrare trebuie să se comporte ca şi în cazul în care nu există nici un adaptor. Dacă P1 este rotit în sensul acelor de ceasornic, semnalul de intrare este amplificat. Dacă P1 este rotit în sens invers acelor de ceasornic, A1 atenuează semnalul, în timp ce A2 îl amplifică. Pot fi utilizate module de efecte acustice cu nivelurile de reglaj cuprinse între 0,5 V şi 1,5 V. Nivelurile joase pot fi adaptate prin creşterea valorii lui R2 şi R6 la maximum 33 kΩ. Poziţia „neutră" a lui P1 nu va mai fi la mijlocul traseului cursei, ci la aproximativ trei sferturi din cursa acestuia. Nivelul de reglaj este în acest caz limitat la aproximativ +3 dB (= x 2).



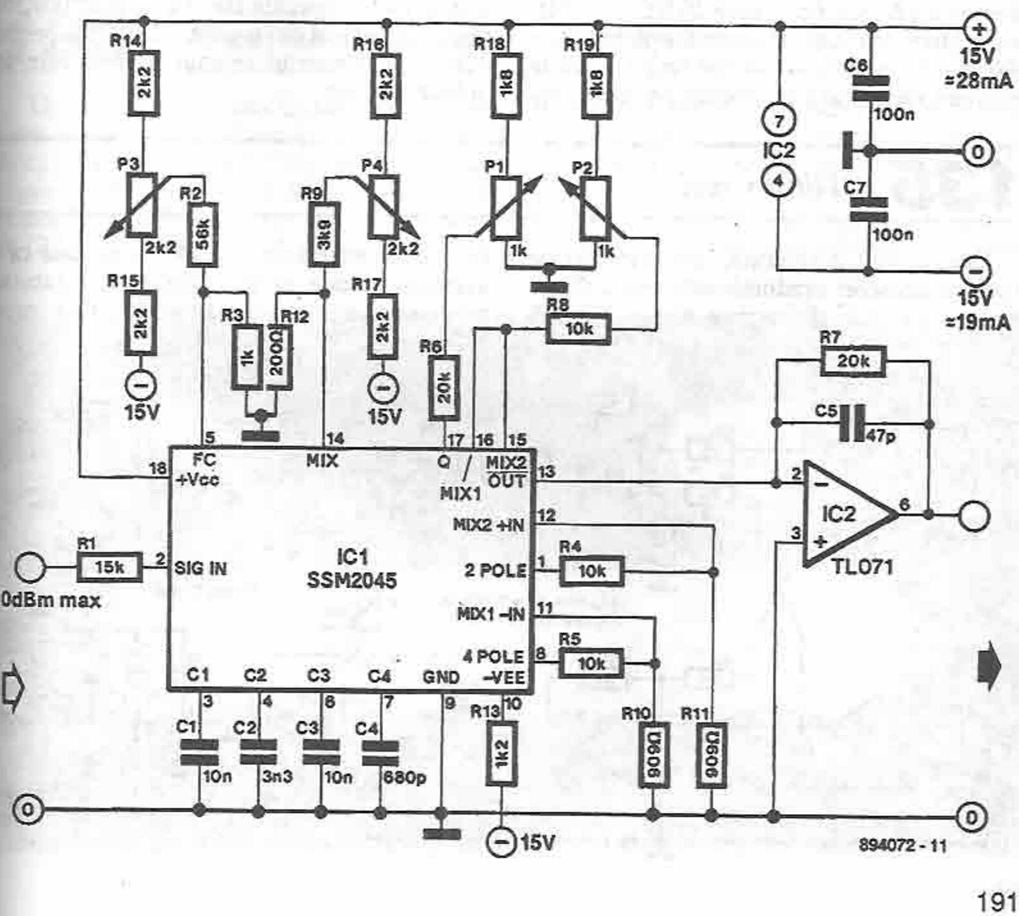
134 *Filtru variabil trece-jos*

Circuitul integrat tip SSM2045 produs de PMI este un filtru activ trece-jos ale cărui ordin, factor Q, frecvenţă de tăiere şi amplificare sunt stabilite cu ajutorul unui semnal de control.

O aplicaţie posibilă în sistemele muzicale electronice este arătată în figură. Pentru a preveni apariţia distorsiunilor, nivelul semnalului de intrare este redus de R1 şi de o rezistenţa internă



a cipului, pentru a nu se depăși tensiunea de 150 mV_{VV}. Ieșirile 2 POLE și 4 POLE sunt conectate fiecare la un amplificator intern controlat în tensiune (VCA), respectiv la MIX1 și MIX2.



Pentru o rejecție optimă a offset-ului și a semnalului de comandă, aceste cuplaje sunt efectuate prin intermediul rezistențelor R4 și R5. Câștigul amplificatoarelor interne controlate în tensiune (VCA) este stabilit de P2, care controlează curentul ce alimentează amplificatoarele, prin pinii 15 și 16. Curentul maxim la aceste intrări de control este de 250 mA. Echilibrul dintre amplificatoarele VCA și, cu el; ordinul filtrului, este stabilit de P4 prin pinul 14. Tensiunea la această intrare de control poate fi reglată între –250 mV și +250 mV. Intrarea trebuie comandată de o impedanță ce nu depășește 200 Ω. La o tensiune de comandă de 0 mV, VCA-urile atenuează semnalul cu aproximativ 6 dB.

Factorul Q depinde de curentul care circulă prin pinul 17, controlat de P1. Intrarea este protejată de o rezistență internă de 18 kΩ. Factorul Q poate fi reglat la o valoare atât de mare încât să determine intrarea în oscilație a circuitului. Acest lucru se întâmplă când curentul este cuprins între 120 și 185 μA. Frecvența de tăiere poate fi modificată între 20 Hz și 20 kHz, prin reglarea tensiunii de control la pinul 5 între +90 mV și –90 mV, cu ajutorul lui P3. Această tensiune determină de asemenea frecvența oscilației, dând posibilitatea circuitului de a fi utilizat ca oscilator cu frecvență variabilă. Rezultatul este o undă sinusoidală cu o distorsiuni de aproximativ 1%.

Valorile condensatoarelor C1-C4 au fost alese pentru a da filtrului o caracteristică de tip Butterworth, în cazul în care curentul prin pinul 17 (Q) este zero.

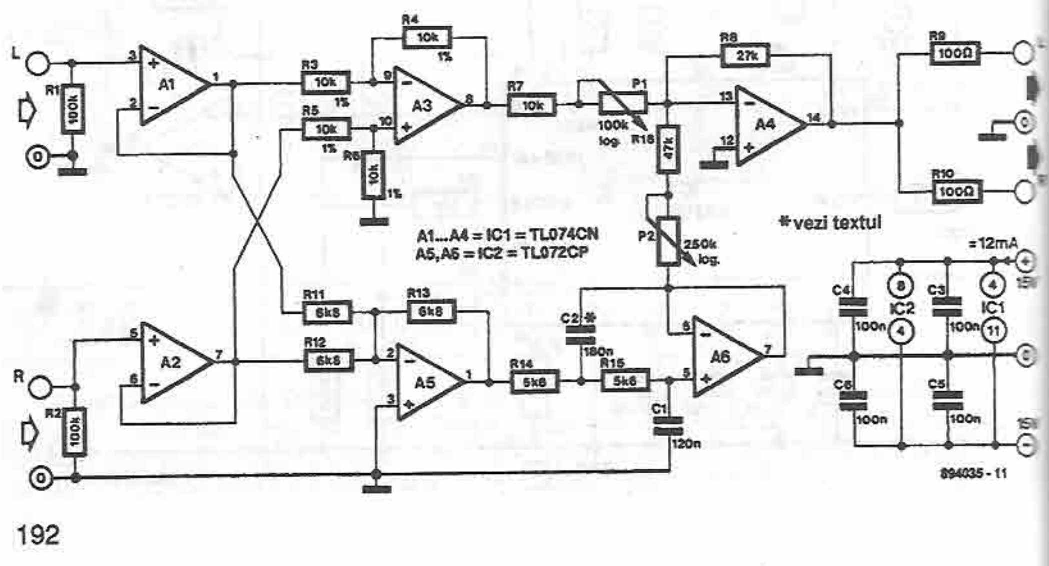
Tensiunea de alimentare a circuitului integrat poate fi de –5 V, conectată direct la pinul 10, sau până la –15 V, printr-o rezistență serie R13, prin care valoarea curentului absorbit este de aproximativ 7,1 mA. Tensiunea $-V_{ee}$ este limitată intern de o diodă Zener de 6,8 V.

Curentul de ieșire al cipului este transformat în tensiune de către IC2. Ieșirea acestui etaj are o tensiune mică de offset. Dacă aceasta nu este acceptată de următorul etaj, ieșirea trebuie cuplată printr-un condensator. În schema propusă, valorile rezistențelor R2, R6, R8, R9 și R12 au fost alese pentru a permite controlul circuitului integrat cu o tensiune de 0-5 V sau +5 V.

La un semnal de intrare de 0 dBm, distorsiunile sunt de aproximativ 1%, și scad la 0,3% pentru un semnal de –6 dBm și la 0,03% pentru –20 dBm. Raportul semnal/zgomot este de ordinul a 80 dB.

135 *Filtru vocal*

Deși corect prelucrate, sunetele mixate prezintă adeseori predominanța uneia dintre vocile individuale (lucru care, alteori, poate fi făcut chiar intenționat). Dacă este necesar ca o asemenea voce să fie eliminată, circuitul prezentat aici va face acest lucru în mod



admirabil.

Circuitul se bazează pe faptul că vocea solo este în mod invariabil situată „în centrul" înregistrărilor stereo care urmează a fi mixate. Aceasta înseamnă că nivelurile vocii în canalele stâng și drept sunt aproximativ egale.

Aritmetic, prin urmare, nivelul din canalul stâng, minus nivelul din canalul drept este egal cu zero, rezultatul fiind un semnal mono, fără voce.

Există, totuși, o problemă: nivelurile sunetului instrumentelor de bas, în special al contrabasului, sunt de asemenea identice în cele două canale. Acest lucru se întâmplă deoarece, pe de o parte, sunetele cu frecvență joasă sunt în practic nedirecționale și, pe de altă parte, inginerii de sunet folosesc intenționat aceste frecvențe pentru a crea un balans între cele două canale.

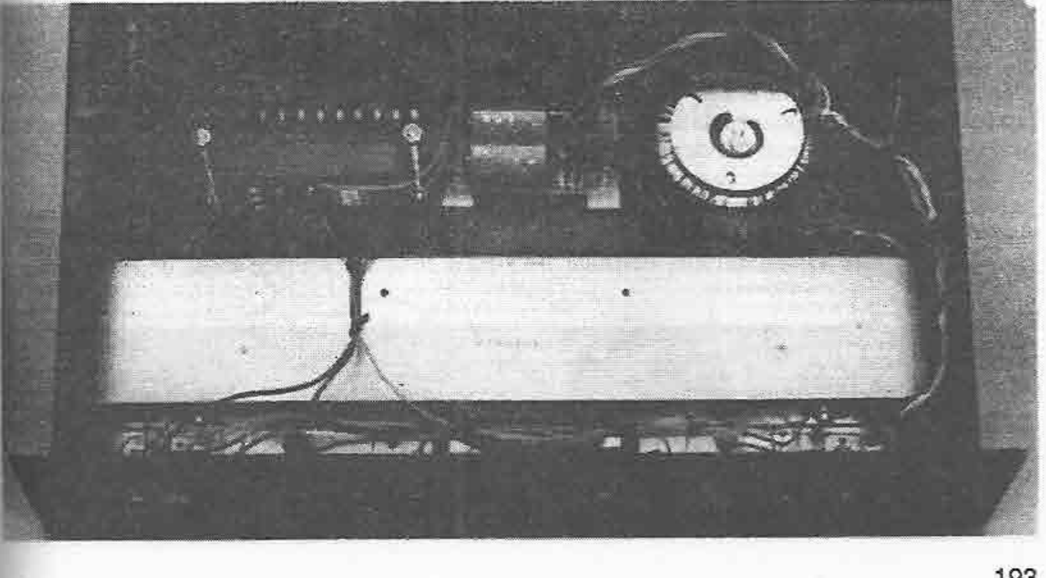
Totuși, sunetele instrumentelor de bas pot fi recuperate prin adăugarea acelora ce apar în semnalul „stâng + drept" (L + R) la semnalul „stâng – drept". Întreaga procedură se poate vedea ușor în schema din figură. Semnalul stereo este aplicat la intrarea filtrului prin intermediul amplificatoarelor-tampon A1 și A2. După aceasta, semnalul este condus la amplificatorul diferențial A3 și apoi la amplificatorul sumator A5. Acesta din urmă este urmat de un filtru trece-jos format din A6. Puteți alege între un filtru de ordinul întâi sau un filtru de ordinul doi prin omiterea, respectiv adoptarea, lui C2. Ascultați și decideți care variantă sună mai bine.

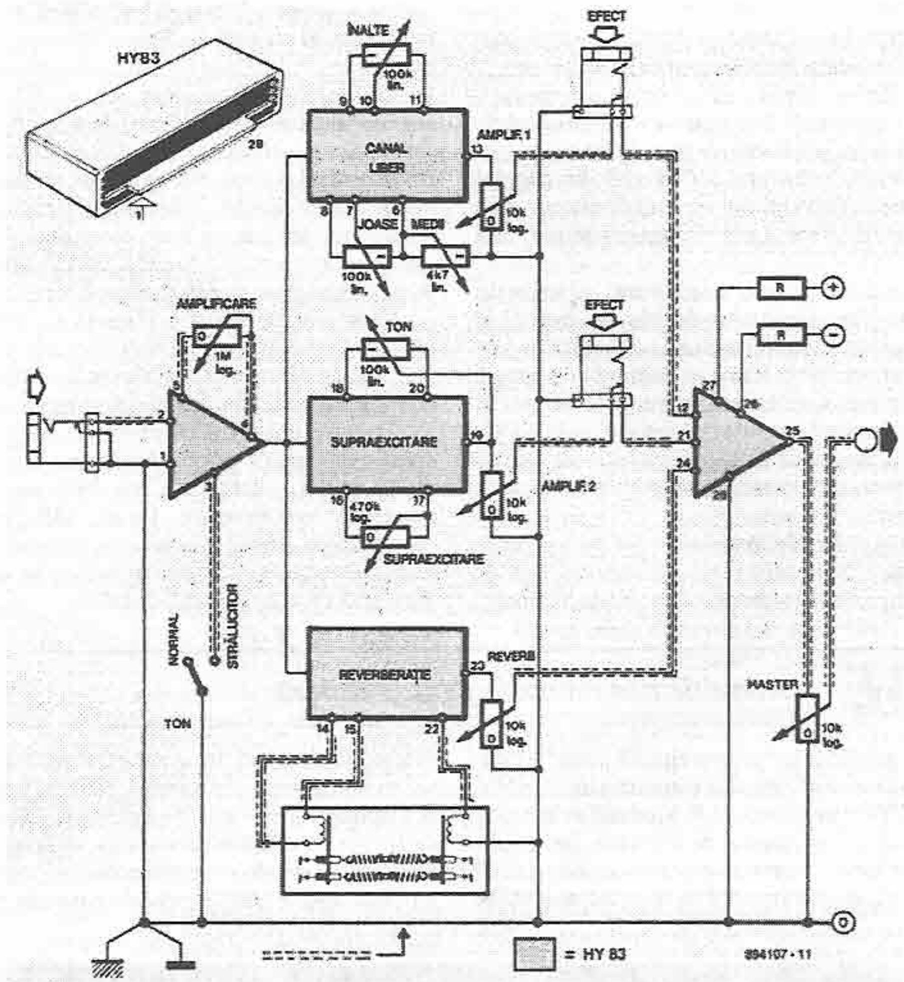
Semnalul de joasă frecvență și semnalul diferență sunt aplicate amplificatorului sumator A4. Balansul între cele două semnale este stabilit cu P1 și P2 conform dorinței dumneavoastră.

Trebuie observat că circuitul nu conține condensatoare de cuplaj la intrare sau ieșire. Dacă doriți, puteți adăuga fără probleme condensatoare de ieșire. Totuși, adăugarea de capacități de cuplaj la intrare nu este recomandabilă, deoarece defazarea introdusă de acestea afectează funcționarea circuitului.

136 *Amplificator modular pentru chitară*

Un amplificator pentru chitară poate fi construit într-un mod simplu cu ajutorul unui modul de tip HY83, produs de ILP. Modulul se livrează împreună, cu un manual de utilizare. Tot amplificatorul încape foarte bine într-o carcasă tipizată de 19 inci, de înălțime dublă, așa cum se arată în fotografia alăturată. În spatele carcasei se poate vedea transformatorul de rețea, cablajul imprimat și amplificatorul – aici, de tipul HY124, produs de ILP. În centrul carcasei se află arcurile pentru reverberație. Modulul amplificatorului pentru chitară este așezat chiar în spatele panoului frontal

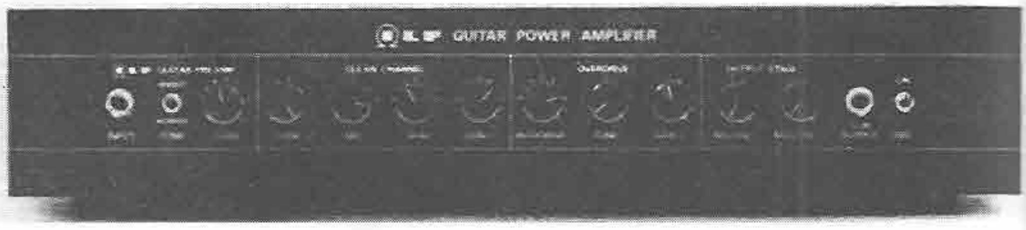




și este aproape în întregime ascuns vederii de firele de conexiune. Pentru suprimarea brumului, se recomandă montarea unei benzi late de masă în lungul carcasei, lângă potențiometre: toate conexiunile de masă trebuie legate la această bandă. Rețineți că toate ecranele trebuie conectate la masă la un singur capăt.

Folosirea cablurilor flexibile, ecranate în majoritatea cazurilor, cu excepția celor pentru sursa de alimentare și a ieșirilor din amplificatorul de putere, este recomandată când bornele de conectare sunt dispuse foarte aproape una de alta.

HY83 se livrează împreună cu placa panoului frontal, ce poate fi folosită atât cu înălțime simplă, cât și cu una de înălțime dublă, de 19 inci.



AD7569

137 *Sistem I/O analogic pe 8 biți*

Firma Analog Devices are în cataloagele sale un sistem analogic I/O complet pe 8 biți, într-un singur cip AD7569. Acest circuit integrat conține un convertor analogic-digital cu un timp de conversie de 2 ms; un convertor digital-analogic cu un timp de conversie de 1 ms; o tensiune de referință și o interfață de magistrală pentru cuplarea directă la un microprocesor. Cu o sursă de tensiune asimetrică de +5 V, domeniul tensiunii de intrare și de ieșire se întinde de la 0 la 1,25 V sau la 2,5 V (depinzând de nivelul logic de la intrarea RANGE; plaja mai mare se obține când RANGE = 1). Când este folosită o sursă de tensiune simetrică, pot fi procesate tensiuni de ±1,25 V, respectiv, ±2,5 V.

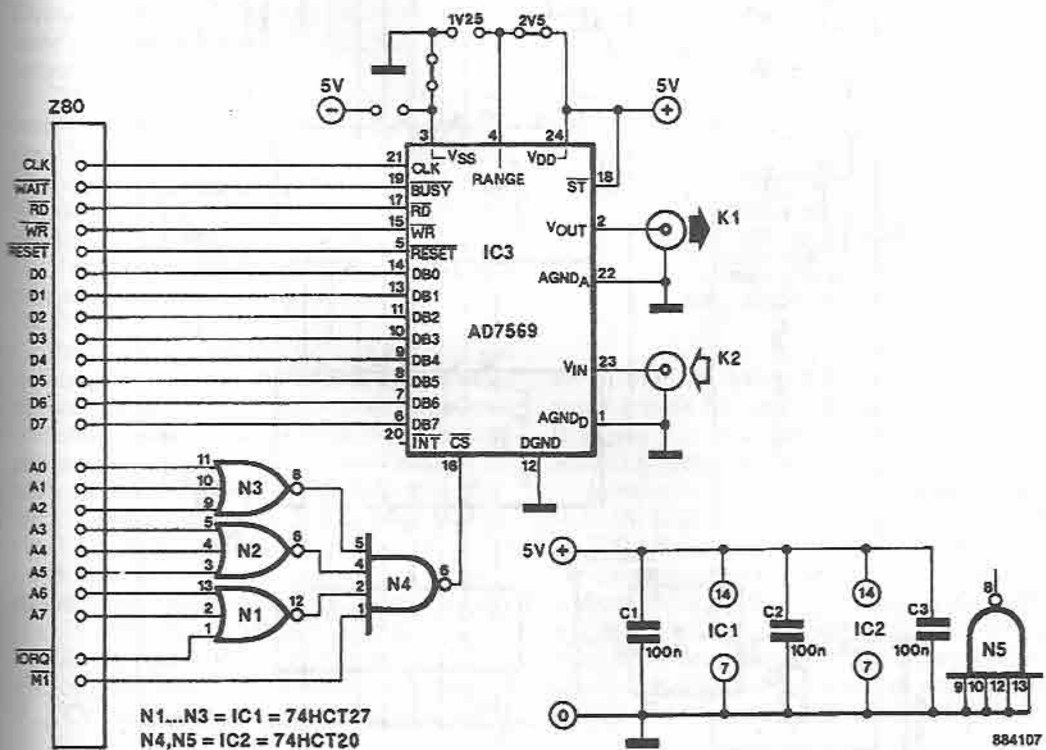
Toate acestea necesită adăugarea unui decodor de adrese, așa cum se arată în figură. În acest caz, circuitul AD7569 este conectat la portul de ieșire cu adresa 0 al microprocesorului Z80. Porțile N1 ÷ N4 decodifică adresa 0 de I/O în cursul instrucțiunilor de citire sau scriere. Când apare acesta, ieșirea porții N4 trece în logic L și este selectat IC3. La o instrucțiune de scriere, datele sunt citite de pe magistrala de date și convertite într-o tensiune de ieșire analogică. La o instrucțiune de citire, este demarată conversia și procesorul este trecut într-o stare de așteptare de către ieșirea a circuitului AD7569. Când pinul trece din nou în starea logică H, data poate fi citită și stocată de procesor.

Un exemplu simplu în BASIC MSX este:

10 OUT ∅, INP (∅): GOTO 10

Acest program retransmite imediat (prin convertorul digital-analogic) semnalul care a fost citit, prin intermediul convertorului analogic-digital. Aceasta arată cât de ușor se lucrează cu acest circuit integrat.

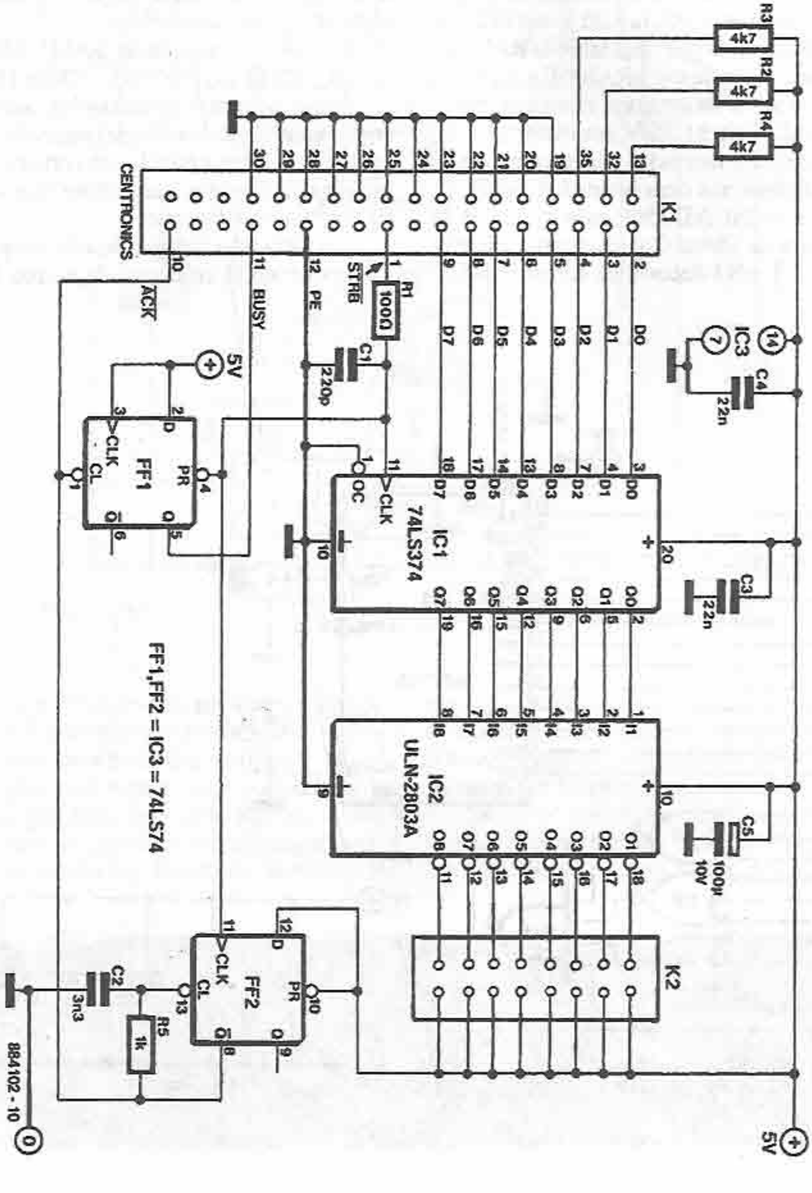
AD7569 este fabricat în tehnologie CMOS, absorbind astfel un curent de numai 12 mA.



138 Comanda releelor cu ajutorul interfeței Centronics

Acest circuit controlează până la opt relee, printr-o interfață Centronics de imprimantă. Deoarece calculatorul „vede“ circuitul ca pe o imprimantă, releul este comandat prin caracterele „de tipărire“.

În principiu, circuitul constă din opt bistabile (IC1) funcționând ca memorie și opt circuite de comandă pentru relee (IC2). Ieșirile cu colector în gol ale lui IC2 suportă un curent de până la 500 mA. Când bobina releului este conectată între +5 V și o ieșire de comandă, un bit 1 în octetul trimis către imprimantă corespunde anclanșării unei releul. Bistabilele FF1 și FF2 țin sub control fluxul de date de la calculator.



Când este transmis spre circuit un bit, datele sunt plasate pe liniile de date D0 ‚ D7, iar calculatorul trece linia $\overline{STROBE}$ în starea logică L. Aceasta determină setarea lui FF1 și monostabilul FF2 este declanșat. Deoarece FF1 este setat, calculatorul primește mesajul că circuitul este ocupat (BUSY). Ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF2 transmite un semnal $\overline{ACK}$ spre calculator. În continuare, semnalul $\overline{STROBE}$ trece în starea logică H, la care datele sunt înscrise în bistabilele conținute în IC1. În final, când durata impulsului monostabilului FF2 se încheie, FF1 este resetat, după care poate fi scris următorul bit.

Deși calculatorul „vede" circuitul ca pe o imprimantă, există totuși una sau două probleme. De exemplu, GWBASIC transmite o instrucțiune CR/LF către imprimantă la terminarea programului. Pentru multe imprimante, această instrucțiune înseamnă „șterge bufferul imprimantei", dar, în cazul circuitului prezentat, aceasta înseamnă că fără precauții speciale (o rutină în cod mașină) nu se poate părăsi programul fără o schimbare în starea releelor.

O altă problemă este pusă de calculatoarele care lucrează cu un cod de 7 biți: în acest caz, pot fi controlate maxim 7 relee.

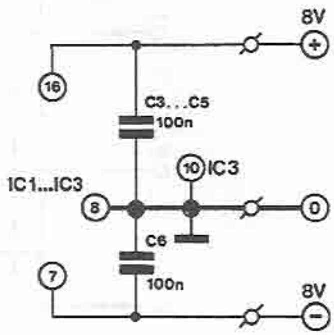
139 *Atenuator digital*

Atenuatoarele controlate digital folosesc aproape invariabil rețele de rezistoare pentru a simula un potențiometru. Această soluție este bună atât timp cât numărul treptelor este mic. Când e nevoie de un control fin, totuși, rețeaua normală de rezistoare este rar folosită deoarece necesită un mare număr de componente. Circuitul descris aici oferă o rezoluție relativ mare (gama de atenuare: 48 dB), deși necesită puține componente.

Tehnica folosită este similară cu cea a convertoarelor digital-analogice (DAC) cu multiplicare. Într-un DAC convențional cu rețea R-2R, tensiunea de ieșire este dată de $(U_{ref}/384)N$, unde N este numărul binar aplicat la intrări. Dependența proporțională a tensiunii de ieșire de U_{ref} face ușor de obținut un atenuator variabil prin substituirea intrării U_{ref}. Ieșirea va fi atunci $(U_{in}/384)N$.

Rețeaua R-2R folosită aici este alcătuită din rezistențele R1 ÷ R17, în timp ce comutatoarele electronice ES1 ÷ ES8 formează elementele de comutare. Acestea sunt de tip unipolar de două poziții (SPDT), conectând fie tensiunea de intrare, fie masa la intrările rețelei în trepte. Bufferul IC1 prezintă sursei o impedanță constantă. Pinul 7 al lui IC1, IC2 și IC3 trebuie conectat la masă, în afara cazului în care circuitul lucrează cu semnale bipolare. În acest caz, pinul 7 al celor trei circuite integrate se conectează la –8 V.

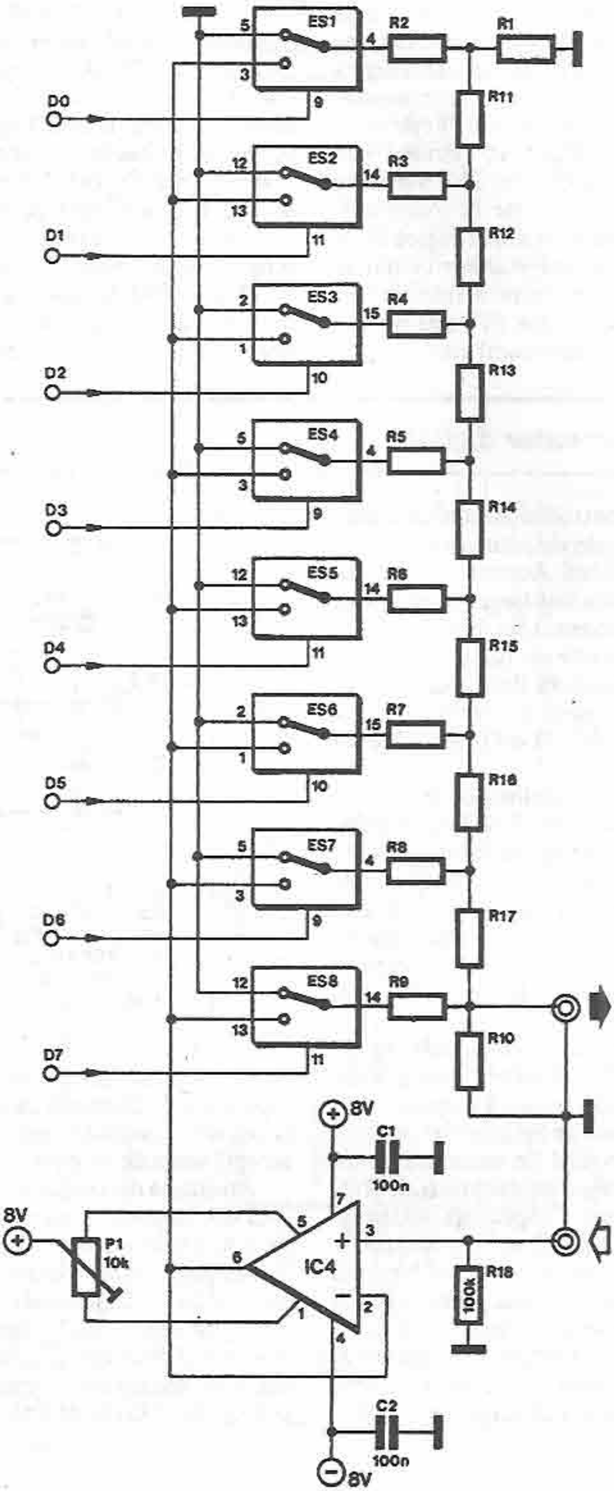
Circuitul poate utiliza semnale de până la 400 kHz cu o amplitudine maximă de aproximativ 4 V_{VV}. Cu semnale de nivel mai scăzut, se va obține



IC4 = LF 356
ES1...ES3 = IC1 }
ES4...ES6 = IC2 } 4053
ES7, ES8 = IC3 }
R1...R10 = 22k,1%
R11...R17 = 11k,1%

un răspuns în frecvență mai mare. Limita superioară de frecvență este dată de bufferul de la intrare – comutatoarele electronice singure acceptă semnale de până la 10 MHz.

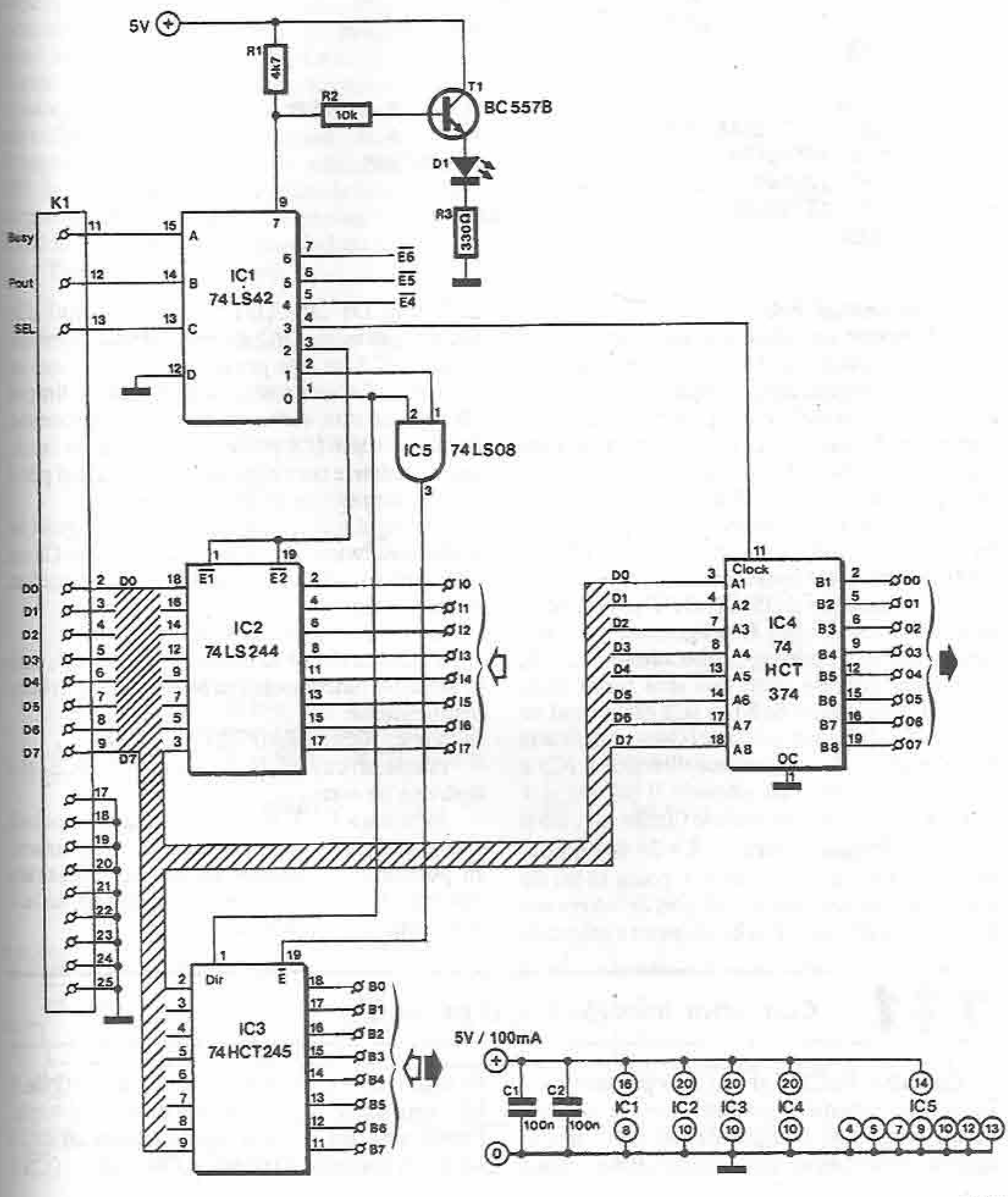
Atenuarea dată de circuit este de aproximativ –3,5 dB. Raportul semnal/zgomot este mai bun de 100 dB la un semnal de intrare de 1 V_{ef}. Tensiunea de offset la ieșire se compensează prin reglarea lui P1. Consumul de curent al circuitului este în jur de 6 mA la U_b = ±8 V. În final, trebuie observat că circuitele TTL nu pot comanda direct circuitul, decât dacă se montează rezistențe de pull-up de 47 kΩ la intrările de control D0 ÷ D7.



ES1
ES2
ES3
ES4
ES5
ES6
ES7
ES8
D0
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
100k
P1
10k
IC4
C1
100n
C2
100n
8V
8V
8V

140 *Extensie I/O pentru Amiga 500*

Amiga produs de Commodore are pretenția de a fi un calculator cu o mulțime de facilități pentru circuitele de extensie. Modelul 500, de exemplu, este livrat cu nu mai puțin de douăsprezece conectoare și mufe. Acestea prezintă, în orice caz, constrângeri la utilizarea în practică. Conectorul serial este incomod de folosit pentru circuitele TTL, din cauza nivelurilor logice de



```
Init:                          'call once after power-on
  POKE 12571136&,199           'BUSY, P-OUT and SEL = output bits
  POKE 12570624&,255           'select address 7 (light READY LED)
  POKE 12575489&,0             'set port to input
RETURN

Rd:                            'load contents of address a in variable n
  POKE 12575489&,0             'set port to input
  POKE 12570624&,248+a         'select address a
  n=PEEK(12574977&)            'read value
  POKE 12570624&,255           'light READY LED
RETURN

Wr:                            'store variable n in address a
  POKE 12570624&,248+a         'select address a
  POKE 12575489&,255           'set port to output
  POKE 12574977&,n             'write value
  POKE 12570624&,255           'light READY LED
RETURN
```

±12 V ale acestuia. Folosirea conectorului cu 86 de pini montat pe calculator este complexă și riscantă, din cauză că multe semnale nu au fost trecute prin buffere. Singura opțiune rămasă este conectorul paralel, care poate fi extins la maximum 56 de linii de I/O, așa cum se arată aici, cu posibilitatea de a realiza un port bidirecțional. Circuitul a fost proiectat și construit pentru calculatorul Amiga 500. Este la fel de ușor de folosit pentru modelele 1000 și 2000, dar nu a fost testat practic pe acestea.

Liniile de ieșire BUSY, P-OUT și SEL de pe conectorul paralel pot fi programate pentru a furniza coduri de selecție pentru adrese de 3 biți, care sunt aplicate unui decodor binar IC1. Bufferul magistralei de 8 biți IC2 este portul de intrare de la adresa 2, latch-ul IC4 – portul de la ieșire la adresa 3, iar cuplorul direcțional IC3 e portul bidirecțional cu adresele 0 (citire) și 1 (scriere). Cele 3 adrese rămase (liniile $\overline{E4}$, $\overline{E5}$ și $\overline{E6}$) pot fi folosite pentru 3 x 8 = 24 de linii I/O suplimentare. Linia 7 a lui IC1 poate să nu fie folosită pentru selectarea unui port de intrare sau ieșire și este folosită, în schimb, pentru comanda LED-ului D1 „READY" când nici unul din porturile extensiei I/O nu este selectat. Trebuie notat că IC3 nu este prevăzut cu latch, ceea ce înseamnă că el nu poate oferi date decât pe timpul cât acestea sunt scrise de către microprocesor. Portul de ieșire IC4 poate avea funcție de latch, așa încât datele sunt păstrate stabile la ieșiri până ce sunt suprascrise de microprocesor.

Listingul alăturat se dorește a fi un ghid în scrierea software-ului pentru extensia I/O. Ca un exemplu de utilizare practică a subrutinelor, instrucțiunea:

a = 1:n = 123:GOSUB Wr <CR>

trimite cuvântul de date 123_{10} către IC3, care în acest caz funcționează ca port de ieșire. Invers, instrucțiunea:

a = 2:GOSUB Rd:PRINT n <CR>

citește un cuvânt de date aplicat lui IC3, și-l tipărește pe ecran.

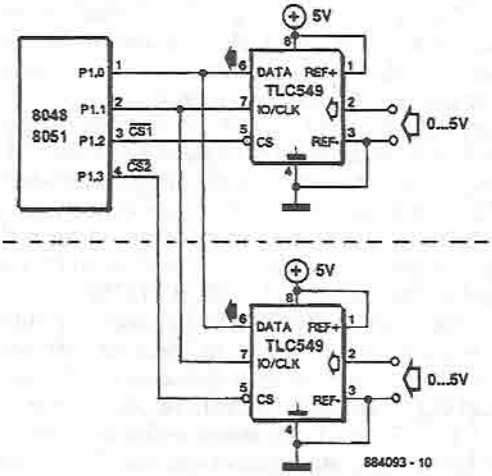
Subrutina INIT este necesar să fie apelată doar o dată, la începutul sesiunii de programare. În porțiunile de intrare nu trebuie efectuate înscrieri. Extensia I/O trebuie alimentată de la o sursă separată, de 5 V.

141 *Convertor miniatură A/D pe 8 biți*

Circuitele TLC548 și TLC549 produse de la Texas Instruments reprezintă fiecare câte un sistem complet de achiziție de date pe un singur cip. Fiecare conține un tact intern de sistem, circuit de eșantionare și memorare, convertor A/D de 8 biți, registru de date și circuite de control logic. Pentru adaptare și acces rapid, acestea au două intrări de control: I/O Clock și Chip Select ($\overline{CS}$).

Aceste intrări de control și o ieșire cu trei stări compatibile TTL fac posibile comunicațiile seriale cu microprocesorul. O conversie poate fi efectuată în 17 ms sau mai puțin, iar un ciclu complet de intrare, conversie, ieșire poate fi repetat în 22 ms de către TLC548 și în 25 ms de TLC549.

Tact intern pentru sistem și tactul I/O sunt folosite independent și nu necesită nici o corelație specială de frecvență sau fază. Această independență simplifică sarcinile de control soft și hard al dispozitivului. Datorită acestei independențe și sistemului intern de generare a tactului, controlul hard și soft necesită doar a fi corelat cu citirea rezultatului conversiei precedente și începutul conversiei noi, prin utilizarea tactului I/O. În acest mod, sistemul intern de tact dirijează circuitele de „măcinare a conversiei“ în așa fel încât hardul și softul de control să nu aibă nimic de-a face cu această funcție.

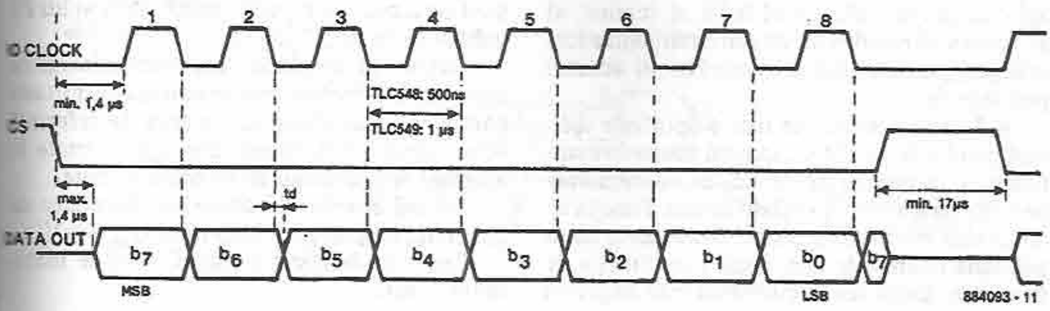



```
10 REM COMPUBOARD TEST PROGRAM FOR 8 BIT AD-CONVERTER TLC548/549
20 REM
30 PORT1 = 0FDH:                                  REM CS = 1, clock = 0

40 REM *********** MAINLOOP **************
50 DO:                                            REM do forever
60  GOSUB 1000
70  PRINT "AD-value = ",
80  PRINT USING(###), VALUE, CR,
90 UNTIL 0
100 END

1000 REM READ CONVERTER
1010  PORT1 = 0F9H:                               REM CS = 0, clock = 0
1020  VALUE = 0
1030  FOR BITCNT = 0 TO 7
1040   VALUE = (VALUE*2).OR.(PORT1.AND.01H):      REM shift in new bit
1050   PORT1 = 0FBH: PORT1 = 0F9H:                REM clock pulse
1060  NEXT BITCNT
1070  PORT1 = 0FDH:                               REM CS = 1, clock = 0
1080 RETURN
```

884093 - 12



Când $\overline{CS}$ este în starea logică H, pinul pentru datele de ieșire se află în starea de înaltă impedanță și pinul pentru tactul I/O este dezactivat. Această funcție de control $\overline{CS}$ permite pinului I/O Clock să partajeze același semnal logic de control cu pinul său corespondent, atunci când sunt folosite circuite adiționale TLC548 și TLC549. Aceasta are de asemenea rolul de a reduce la minim necesarul de pini pentru controlul logic atunci când se utilizează mai multe integrate TLC548 și TLC549.

Secvența de control a fost proiectată pentru a reduce timpul și efortul necesare pentru inițializarea conversiei și obținerea rezultatului acesteia. O secvență normală de control este:

1. $\overline{CS}$ este adus în starea logică L. Pentru a reduce la minimum erorile cauzate de zgomot la intrarea $\overline{CS}$, circuitele interne așteaptă două fronturi crescătoare și unul descrescător ale semnalului intern de tact după un $\overline{CS}$, înainte ca tranziția să fie recunoscută. Totuși, după un front crescător al lui $\overline{CS}$, DATA OUT va trece în stare de impedanță înaltă, în intervalul de timp specificat, t_{dis}, cu toate că restul circuitelor din integrat nu vor recunoaște această tranziție până când nu se scurge timpul t_{su}(cs) specificat.

Această tehnică este folosită pentru a proteja sistemul împotriva zgomotului când acesta lucrează într-un mediu zgomotos. Cel mai semnificativ bit (MSB) al conversiei precedente va apărea prima oară la pinul DATA OUT când $\overline{CS}$ trece în starea logică L.

2. Fronturile descrescătoare ale primelor patru cicluri de tact I/O deplasează către ieșire al doilea, al treilea, al patrulea și al cincilea dintre biții mai semnificativi ai rezultatului conversiei anterioare. Funcția de eșantionare și memorare realizată de cip începe eșantionarea intrării analogice după cea de-a patra tranziție H-L a tactului I/O. Operația de eșantionare implică în principiu încărcarea capacităților interne la nivelul tensiunii de intrare analogice.

3. Următoarele trei perioade de tact I/O sunt aplicate pinului I/O astfel încât al șaselea, al șaptelea și al optulea bit de conversie sunt aduși la ieșire pe frontului descrescător al acestor perioade de tact.

4. Ultima perioadă de tact, a opta, este aplicată pinului de tact I/O. Circuitul intern de eșantionare și memorare începe funcția de memorare pe tranziția a acestei perioade de tact. Funcția de memorare va continua pentru următoarele patru perioade interne de tact, după care funcția de memorare încetează și conversia este asigurată pe perioada următoarelor 32 de perioade de tact ale sistemului, rezultând un total de 36 de perioade. După a opta perioadă de tact I/O, $\overline{CS}$ trebuie să treacă în „1" logic, sau tactul I/O trebuie să rămână în „0" logic cel puțin 36 de perioade de tact intern al sistemului pentru a permite terminarea funcțiilor de memorare și conversie. poate fi ținut în „0" logic în timpul perioadelor de conversie multiplă. Când ținem în „0" logic în timpul perioadei de conversie multiplă, trebuie avută o grijă deosebită pentru a preveni zgomotul („glitch") pe linia de tact I/O. Dacă semnalul de zgomot pătrunde pe linia de tact I/O, secvența I/O dintre microprocesor/controler și sistem își va pierde sincronizarea. Dacă $\overline{CS}$ este menținut în „1" logic, el trebuie să rămână astfel până la sfârșitul conversiei. Dacă nu, o tranziție corectă „1"-„0" a lui $\overline{CS}$ va cauza o condiție de reset, care va termina conversia în desfășurare.

O nouă conversie poate fi începută și, simultan, o alta în desfășurare abandonată, prin parcurgerea pașilor 1 până la 4 înainte de începerea ciclului celor 36 de perioade interne de tact. O asemenea acțiune va furniza rezultatul conversiei anterioară și nu pe al celei în curs.

Pentru anumite aplicații, este necesar să se înceapă conversia la un anumit moment. Acest lucru se obține prin oprirea tactului I/O după frontul crescător al celui de-al optulea tact. Conversia este începută prin punerea în „0" logic a tactului I/O la momentul dorit. În timpul perioadei când tactul I/O este în „1" logic, circuitele de memorare și eșantionare vor continua să eșantioneze intrarea analogică.

Schema arată cum pot fi conectate două convertoare la un controler de tip 8051 sau 8048. Este, de asemenea, posibilă conectarea a mai mult sau mai puțin de două convertoare.

Programul arătat este un program de test pentru convertoarele conectate la 8051. Dacă porturile lui 8051 sunt deja ocupate, sau dacă orice altceva a fost conectat la alte linii ale portului 1, programul trebuie să fie modificat în mod corespunzător (biții semnificativi ai lui P1 trebuie să fie în „1" logic).

Tensiunea de alimentare este folosită ca tensiune de referință, ceea ce elimină necesitatea componentelor externe. Intrarea de referință diferențială oferă, totuși, întreaga libertate în alegerea unei tensiuni de referință diferite.

Totalul erorilor de conversie introduse de convertor este de ±0,5 LSB când $U_{ref} = 5$ V.

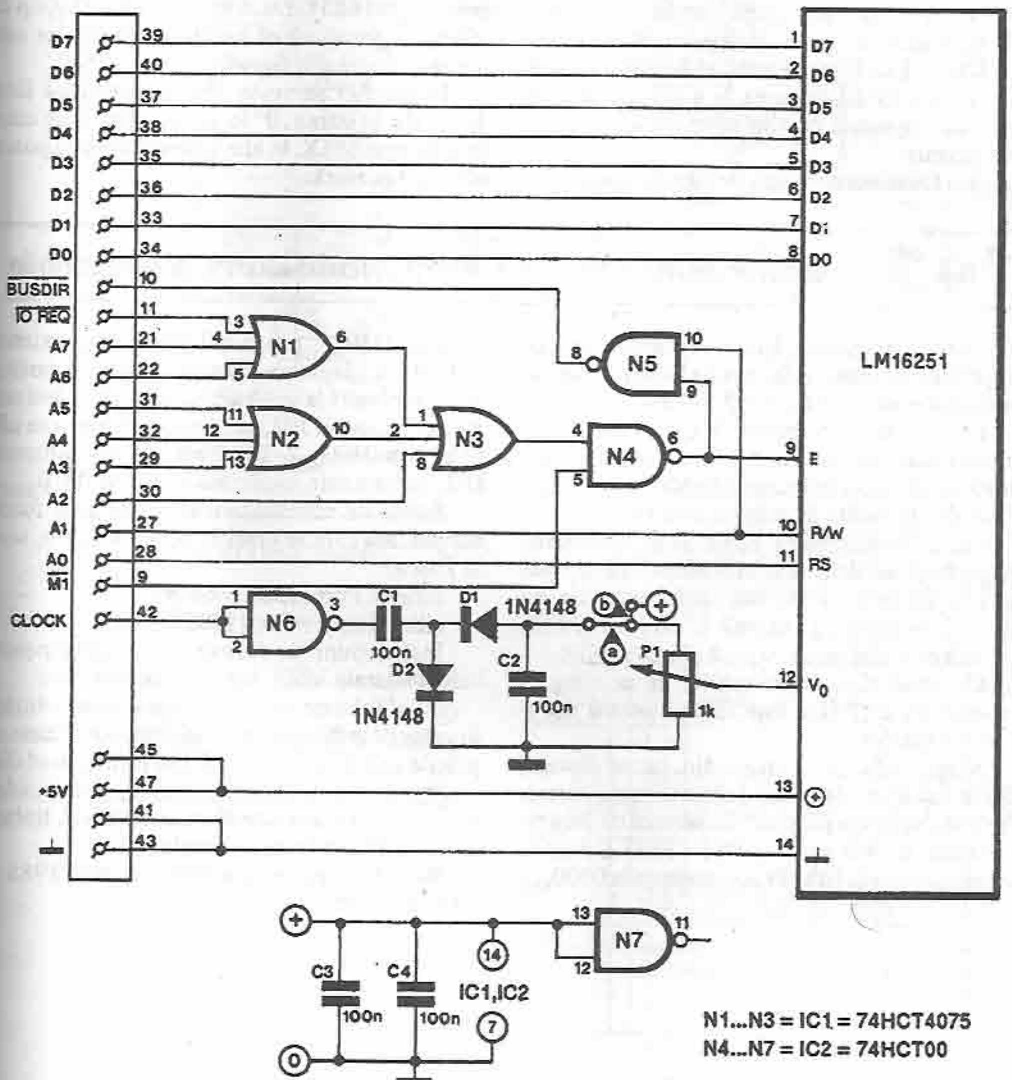
Curentul de ieșire al lui IC este de maximum 3 mA.

142 *Afișaj cu cristale lichide pentru calculatoare cu procesor Z80*

Există o tendință în creștere privind folosirea afișajelor cu cristale lichide (LCD) ca monitoare pentru calculatoare. Asemenea afișaje pot fi de asemenea folosite acolo unde monitoarele normale sunt prea mari sau consumă un curent prea mare; ele sunt ușor de procurat.

Un display LCD este comandat în mod normal de un microprocesor: în schema prezentată, de un Z80.

Afișajul din schemă este de tip LM16251, produs de Sharp: o descriere completă a acestuia se găsește în numărul din mai 1986 al revistei Elektor. El este localizat, în regiunea I/O a procesorului, între adresele 0 și 3. Această poziționare permite circuitului, de asemenea, să fie utilizat în combinație cu un circuit I/O pe 32 de biți și temporizator-cartuș descris în numărul din ianuarie 1987 al aceluiași periodic. Acest



884066 - 10

cartuș (cartridge) nu folosește cele patru adrese de jos (alegeți adresa 0 pentru cartuș, astfel încât să se obțină o regiune suplimentară I/O de la 0 la 15).

Codarea adresei este efectuată de porțile N1 , N4. Când A2 ÷ A7 sunt în „0" logic și IO REQ devine, de asemenea, „0" logic, ieșirea porții N3 trece în „0" logic. Dacă M1 este „1" logic (nu este cerută nici o întrerupere), ieșirea lui N4 devine „1" și un semnal de validare este trimis către display.

În funcție de nivelurile logice la intrările R/W și RS, datele sunt transmise sau recepționate. Ieșirile RD și WR ale procesorului Z80 nu sunt folosite, deoarece semnalele R/W și RS din LM16251 trebuie să devină stabile cu cel mult 140 ns înainte ca intrarea E să treacă în „1" logic. Dacă ar fi fost folosite semnalele RD sau WR ale procesorului, intrarea E a afișajului s-ar accesată împreună cu alte semnale, ceea ce nu este permis.

Prin folosirea unei linii de adresă, timpii sunt stabiliți de către Z80, deoarece magistrala de adrese trebuie să devină stabilă cu minim 320 ns (pentru Z80A 180 ns) înainte să fie genera un semnal IO REQ. Posesorii unui calculator comandat cu circuit Z80B pot avea anumite probleme în acest caz, deoarece timpul de întârziere al acestuia este de numai 110 ns. Nu uitați, calculatoarele MSX folosesc numai Z80A.

Tensiunea negativă pentru reglajul de contrast (P1) al afișajului este furnizată de N6. Rețineți că anumite tipuri de afișaje necesită tensiune pozitivă pentru reglarea contrastului. Jumperul „a" furnizează o alimentare pozitivă, iar „b" una negativă. Legătura „a" este necesară pentru LM16251. Dacă este folosit un alt tip de afișaj, asigurați-vă că numerotarea pinilor este aceeași cu cea din figură.

Poarta N5 servește pentru a readuce linia BUSDIR în starea „0" logic la comandă de citire în sistemele MSX. În alte sisteme, această poartă nu este necesară.

143 *Adaptor de magistrală I/O pentru calculatoare PC și compatibile*

Această magistrală I/O se bazează pe articolele publicate anterior în revista Elektor, care au tratat calculatoarele tip MSX și C64.

Este posibil, cu numai 5 CI, să se obțină compatibilizarea semnalelor sloturilor de extensie ale unui calculator IBM-PC cu timpii și nivelurile cerute de magistrala I/O.

Circuitele IC1, IC2 și IC3 asigură interfațarea magistralei de date și a magistralei de adrese. Avantajul este că modulele de extensie nu încarcă magistrala internă a calculatorului; aceasta este mai puțin expusă și mai sigură.

Circuitul IC4, un dispozitiv tip arie logică programabilă (PAL), este folosit pentru decodarea adreselor.

Magistrala I/O constă din patru sloturi, fiecăruia dintre ele fiindu-i alocate patru adrese. Fiecare slot își are propriul său semnal de selecție a slotului, activ în starea L (SS1 ÷ SS4). Deoarece în calculatoarele IBM PC adresele de la 0300_{HEX} până la 0310_{HEX} pot fi utilizate pentru extensi I/O, placa adaptoare, care folosește 16 poziți poate fi plasată la două adrese diferite. Când es folosit jumperul JP1, ca în schemă, placa se afl la adresa 0300_{HEX}. Dacă este folosit jumper JP2, aceasta este localizată la adresa 0310_{HEX}.

Softul de comunicare cu placa este foar simplu, așa cum se arată în acest exemplu, scr în Pascal:

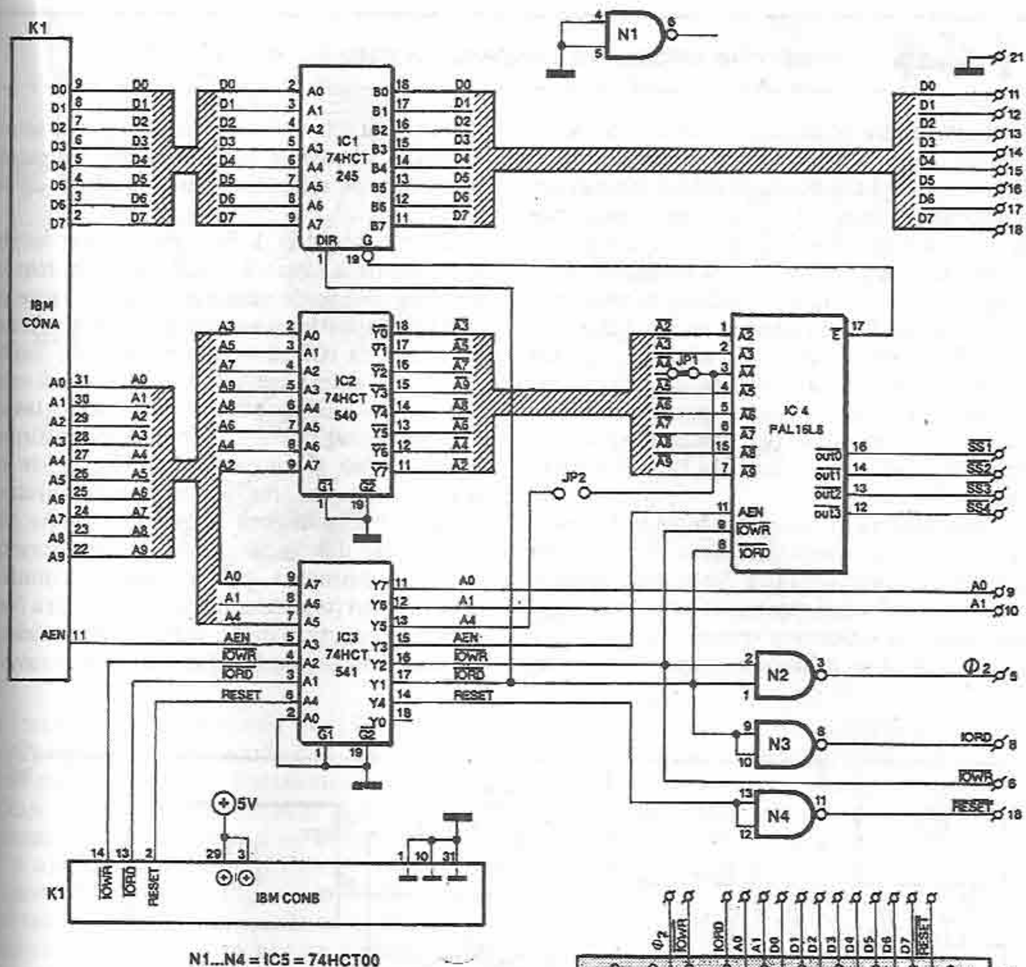
scriere: Port [$306]:=output

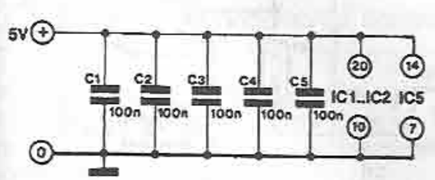
citire: Input :=Port[$302]

Instrucțiuni de folosire a plăcilor pentr calculatoarele MSX sunt date în Ref. 1.

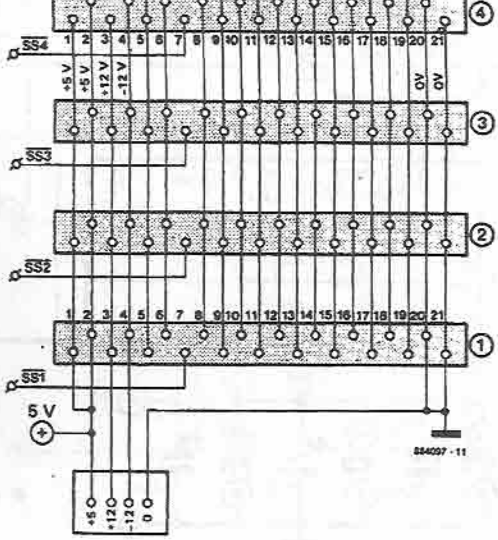
La o folosire normală, placa poate rămâ în calculator fără nici o problemă: conflictele c plăcile existente, cum ar fi cea pentru hard dis sau placa video, sunt imposibile. Totuși, cân sunt folosite mai multe plăci de extensie, treb avută grijă la adresarea paralelă.

Ref. 1: *Elektor Electronics*, mai 1985 ș ianuarie 1986.





884097 - 10



884097 - 11

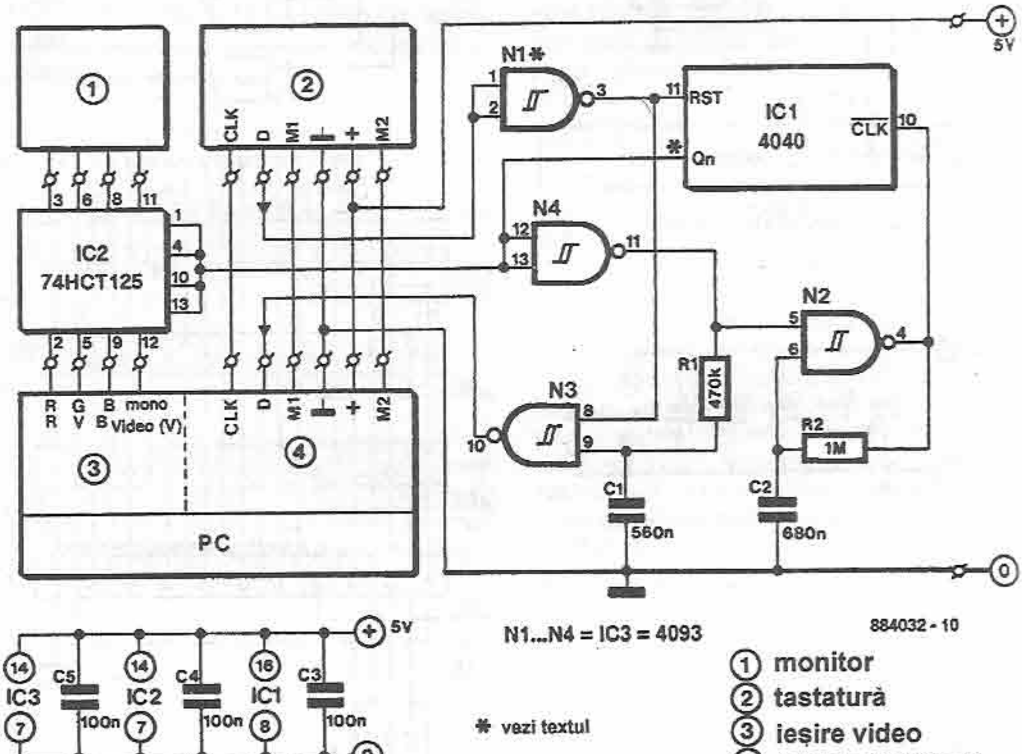
144 *Protecție împotriva „arderii" ecranelor de PC-uri*

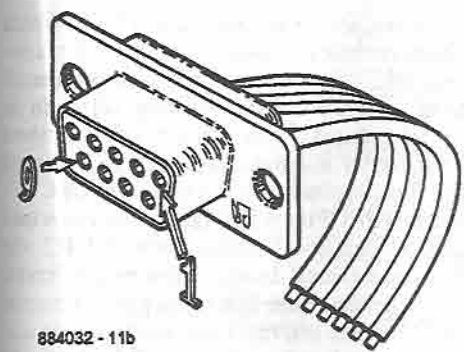
Mulți dintre utilizatorii de calculatoare au obiceiul de a le abandona timp de mai multe ore, fără să le stingă sau măcar să reducă intensitatea luminoasă a ecranului. Această neglijență duce la imprimarea definitivă de text sau imagini, „arse" în stratul fluorescent al ecranului. S-au realizat unele programe, rezidente în memorie, care detectează lipsa peste o anumită durată a acționării vreunei taste, dar, adeseori, apare o incompatibilitate a acestora cu programul principal. Soluția „hardware" pe care o prezentăm, aici este sigură în funcționare și aplicabilă majorității calculatoarelor IBM PC-XT și celor compatibile.

Montajul va fi intercalat între tastatură și computer și între acesta și monitor. Un comutator CMOS întrerupe legătura dintre calculator și monitor atunci când, pentru un anumit timp, nu este detectată acționarea vreunei taste. Pentru a evita secționarea cablurilor existente, circuitul va fi montat într-o carcasă de mici dimensiuni, prevăzută cu prizele și conectoarele necesare. Tensiunea de alimentare este preluată de la tastatură.

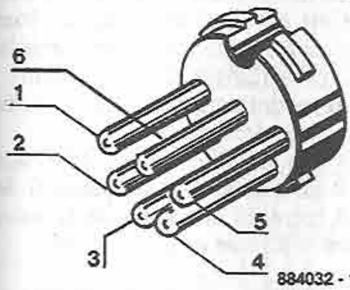
Numărătorul IC1 este resetat de datele provenite de la tastaură. Când fluxul de date se întrerupe, ieșirea de numărare a lui IC1 trece în starea H, după o perioadă predeterminată. Acest lucru face ca IC2 să treacă în starea de înaltă impedanță, astfel încât datele de la tastatură sunt blocate de N3. Dacă se apasă oricare dintre taste, IC1 este resetat și se restabilește legătura dintre ieșirea video și monitor. Primul cod de la tastatură nu este transferat către calculator, deoarece N3 blochează datele atâta vreme cât C1 nu este descărcat. Această configurație asigură suprimarea, pe monitor, a primului caracter tastat (oricare ar fi acesta), întrucât a fost tastat doar cu scopul de a restabili legătura video.

Acest montaj, cu funcțiune de *screen saver*,





884032 - 11b



884032 - 11a

a fost testat pe un *Amstrad* PC 1640SD cu un monitor alb-negru (lucrând în modul video compatibil *Hercules*). Pentru calculatoarele cu CGA, va fi, eventual, necesar să fie întrerupt semnalul de intensitate și nu semnalul video. Cu alte PC-uri compatibile, diferite de Amstrad, nivelurile logice ale datelor de la tastatură sunt inversate. Pentru adaptarea montajului nostru la aceste tipuri, N1se inserează între ieșirea lui N3 și intrarea de tastatură a calculatorului. Timpul de așteptare, după care intră în funcțiune protecția, poate fi selectat după cum urmează:

Q11 (pin 1)	11 min.
Q10 (pin 15)	5 min. 30 s
Q9 (pin 14)	2 min. 45 s
Q8 (pin 12)	1 min. 22 s
Q7 (pin 13)	42 s

PC-XT: alocarea pinilor la conectorul de tastatură

Pin	Semnificație
1	tact tastatură
2	date tastatură
3	buton 1 mouse
4	masă
5	+5 V
6	buton 2 mouse

PC-XT: alocarea pinilor la conectorul monitorului

Pin	Semnificație
1	masă
2	roșu pentru monitor secundar sau masă
3	roșu pentru monitor primar (R)
4	verde pentru monitor primar (G)
5	albastru pentru monitor primar (B)
6	verde pentru monitor secundar sau intensitate (I)
7	albastru pentru monitor secundar sau video monocrom (V)
8	sincronizare pe orizontală (H)
9	sincronizare pe verticală (V)

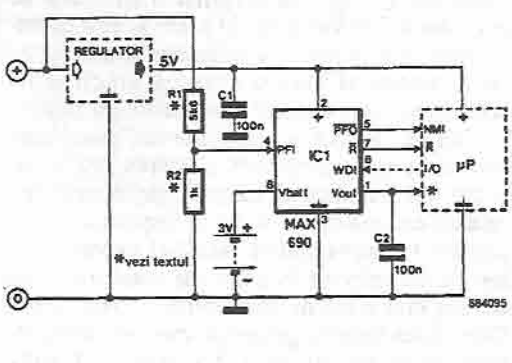
145 *Supravegherea tensiunii*

MAX690, produs de firma Maxim, este un circuit integrat de supraveghere a sursei de alimentare a computerului și are funcțiunile prezentate mai jos.

Resetarea procesorului de sistem prin comutarea tensiunii de alimentare în starea „pornit" sau „oprit".

Transferarea alimentării pe bateria de rezervă (pentru RAM, ROM sau alte circuite logice) în cazul unei avarii în rețeaua de alimentare.

Generarea unui impuls de reset în cazul în care temporizatorul propriu al calculatorului nu primește nici un impuls pe o durată mai mare de 1,6 s.



Avertizează dacă tensiunea de alimentare a rețelei sau a bateriei au scăzut sub nivelul minim admisibil.

Schema alăturată reprezintă o aplicație tipică a lui MAX690. Tensiunea de alimentare este conectată la terminalul „+“ (pinul 2) și apoi ajunge la memoria RAM (CMOS) din microprocesor prin ieșirea reprezentată de pinul 1. Bateria de rezervă este conectată la pinul 8. Circuitul integrat poate comuta un curent de maximum 100 mA.

Ieșirea $\overline{R}$(eset) a integratului este conectată direct la intrarea $\overline{R}$ a microprocesorului.

Ieșirea integratului care semnalizează „căderea“ alimentării ($\overline{PFO}$ – Power Fail Output) este conectată la intrarea NMI a microprocesorului. are și rolul de a prevedea o „cădere“ a rețelei de alimentare, întrucât dacă R1 este corect dimensionată, această ieșire trece în starea logică L cu câteva milisecunde înainte de a începe scăderea evidentă a tensiunii sursei de alimentare.

Dacă tensiunea sursei de alimentare scade sub 4,65 V, se comandă resetarea. Intrarea WDI (Watch Dog Input) trebuie conectată la un pin I/O al microprocesorului. Această intrare trebuie să primească un front crescător sau descrescător, cel puțin la fiecare 1,6 s căci, în caz contrar, este activată ieșirea $\overline{R}$ a circuitului integrat. Dacă nu este necesară această funcție, pinul 6 va fi lăsat neconectat.

Intrarea PFI (Power Fail Input) este conectată la punctul comun al rezistoarelor R1-R2 ale divizorului tensiunii de alimentare nestabilizate. Cu dimensionările date în schemă pentru componente, $\overline{PFO}$ este activată când tensiunea de alimentare nestabilizată scade sub 8,25 V. Dacă este necesar un alt nivel al tensiunii, valoarea necesară pentru R1 se va calcula cu formula:

R1 = R2x(U – 1,25)/1,25 [ohmi]

unde U reprezintă nivelul cerut al tensiunii de alimentare nestabilizate.

Curentul prin circuitul integrat este cuprins între 4 și 10 mA, în funcție de curentul de la ieșire. Când lucrează alimentat de la baterie, valoarea curentului este de numai 1 μA.

146 Conector pentru partajarea unei imprimante

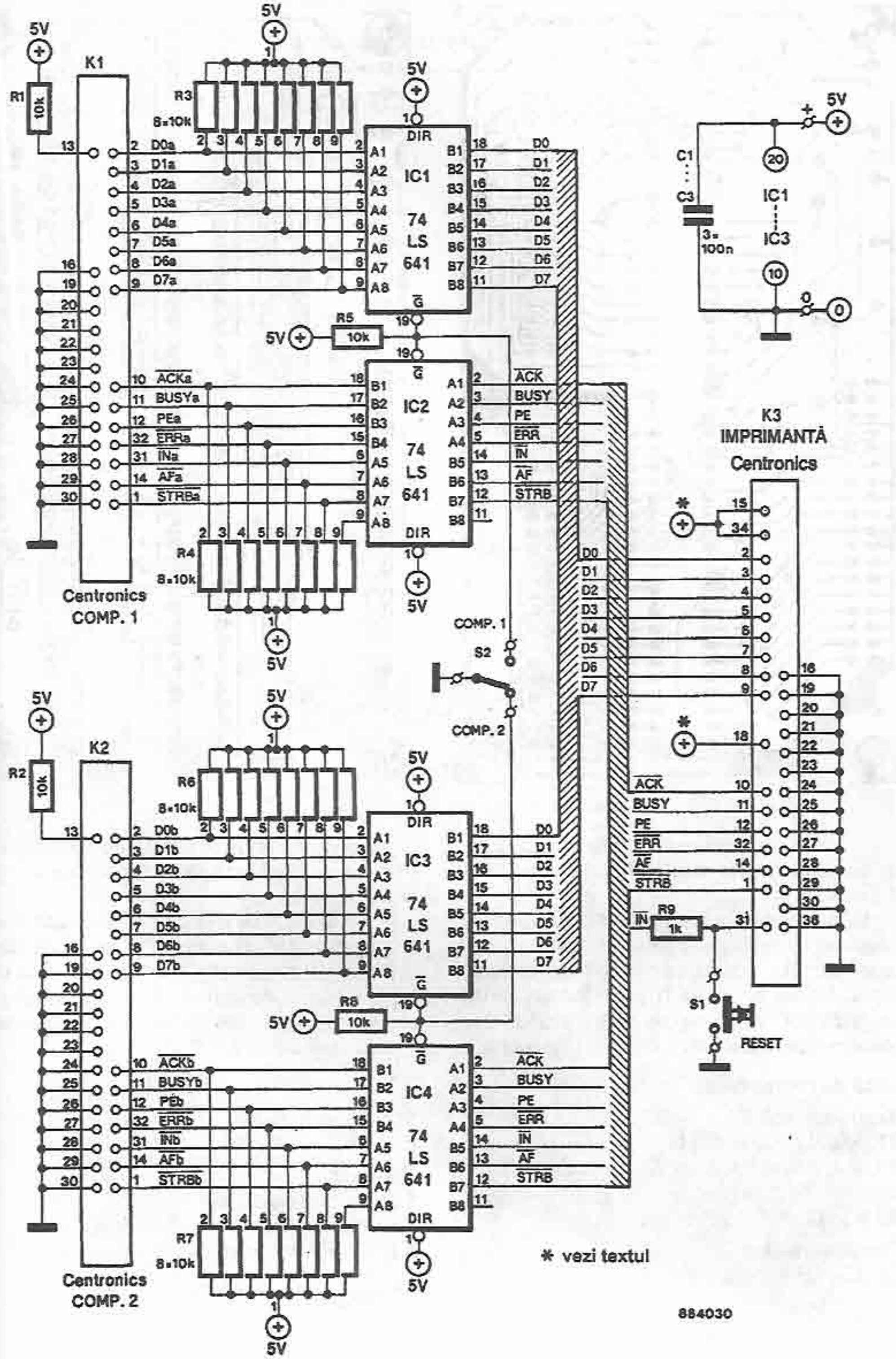
Acest montaj simplu face posibilă conectarea a două calculatoare la o aceeași imprimantă. Comutatorul basculant, S2, selectează calculatorul în cauză prin aplicarea unui nivel logic adecvat la intrările de activare ale porților emițătoare-receptoare octale de tip 74LS641 (IC1 ÷ IC4). Intrarea lor de direcționare, DIR, este conectată printr-un conductor la borna de +5 V a alimentării, astfel că direcția fluxului de date este de la A_n la B_n. Când este în starea logică H, bufferele sunt comutate în starea de impedanță mare, astfel încât ieșirile cipurilor să poată fi interconectate pentru a forma o structură de magistrală. Ținând cont de toate aceste considerente, este relativ ușor să de dăm seama că, de fapt, montajul este o schemă electronică echivalentă comutatorului basculant cu 16 căi.

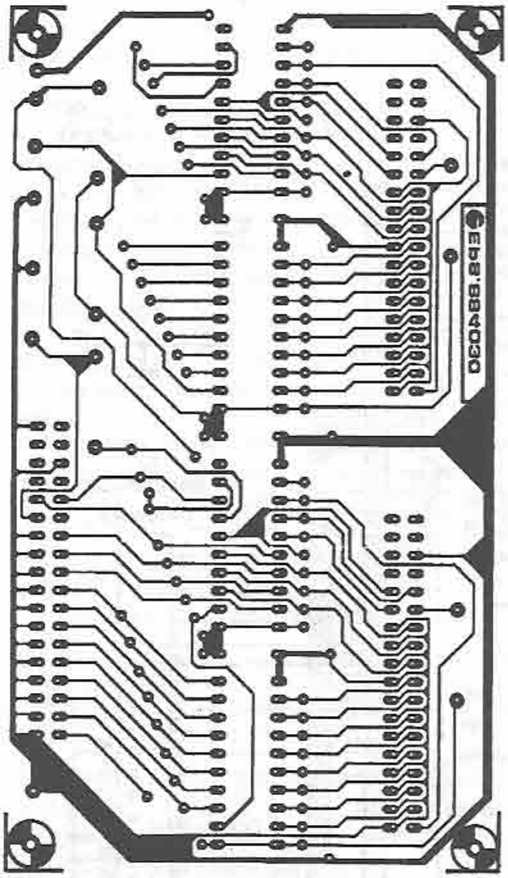
Intrarea BUSY a calculatorului momentan neutilizat este menținută în starea logică H, pentru a-l împidica să trimită date atunci când celălalt calculator are acces la imprimantă. S-a preferat folosirea tipului 74LS641 deoarece are ieșirile cu colector în gol – iar acest motiv va deveni clar dacă ne reamintim că standardul Centronics impune prezența unor rezistențe de pull-up în imprimantă. Evident, 74LS641 pretinde existența unor astfel de rezistențe și de cealaltă parte, la computere, iar acest lucru se realizează prin rețelele de rezistențe R3, R4, R6 și R7.

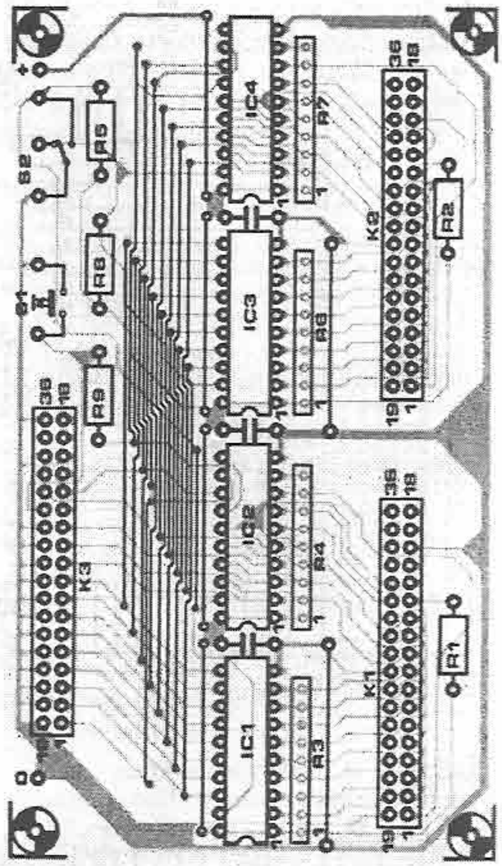
Comutatorul de RESET, S1, are rolul de a șterge memoria-tampon a imprimantei, prin intermediul unui impuls, în cazul în care utilizatorul ar constata că fișierul în curs de tipărire nu este cel dorit. Evident că varianta folosirii acestei resetări este mai indicată decât întreruperea alimentării cu energie a imprimantei, pentru corectarea unei astfel de erori.

Montajul poate fi alimentat de la sursa de 5 V a imprimantei. În majoritatea cazurilor, această tensiune este disponibilă la pinul 18 al conectorului de intrare cu 36 de pini, Centronics, dar trebuie să verificați acest lucru prin măsurarea efectivă și prin confruntare cu manualul de utilizare a imprimantei. Tensiunea de +5 V este recomandabil să fie aplicată la pinii neutilizați 15 și 34, astfel încât curentul să se distribuie în mai multe conductoare ale cablului imprimantei Centronics. Reamintim: verificați și de această dată în manualul imprimantei dacă acești pini sunt efectiv disponibili în acest scop.

În general, acest montaj-conector va fi amplasat în imediata apropiere a imprimantei. K1, K2 și K3, cu 36 de pini, sunt de tipul


K1
Centronics
COMP. 1
K2
Centronics
COMP. 2
K3
IMPRIMANTĂ
Centronics
IC1
74
LS
641
IC2
74
LS
641
IC3
74
LS
641
IC4
74
LS
641
R1 10k
R2 10k
R3 8×10k
R4 8×10k
R5 10k
R6 8×10k
R7 8×10k
R8 10k
R9 1k
C1 ... C3
3× 100n
IC1 ... IC3
5V
D0a D1a D2a D3a D4a D5a D6a D7a
ACKa BUSYa PEa ERRa INa AFa STRBa
D0b D1b D2b D3b D4b D5b D6b D7b
ACKb BUSYb PEb ERRb INb AFb STRBb
D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7
ACK BUSY PE ERR IN AF STRB
DIR
COMP. 1
S2
COMP. 2
S1
RESET
✱ vezi textul
884030





conectoare-fișă. Pentru a conecta montajul nostru între calculatoare și imprimantă avem nevoie de trei cabluri.

Două cabluri adaptoare, de 10 ÷ 15 cm lungime, se realizează folosind cablu plat cu conectoare IDC (cu fixare prin apăsare) la fiecare capăt. La un capăt va fi prevăzut un conector-priză IDC cu 36 de căi pentru introducerea conectorului-fișă al plăcii montajului, iar celălalt capăt cu conector-priză IDC Centronics (tip blue ribbon) care urmează să se conecteze la cablul de imprimantă.

Cablul scurt, de ieșire de la imprimantă, este prevăzut cu o mufă mamă IDC cu 36 de căi, ca mai sus, și o mufă tată Centronics cu 36 de pini.

Consumul de curent al acestui montaj de conectare a două calculatoare la o imprimantă este de aproximativ 200 mA.

Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1, R2, R5, R8 = 10 kΩ
R3, R4, R6, R7 = rețea de rezistențe, 10 k, în capsulă SIL cu 8 pini
R9 = 1kΩ

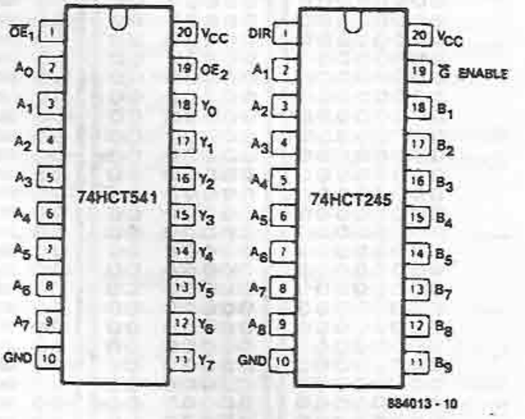
Condensatoare:
C1, C2, C3 = 22 nF

Semiconductoare:
IC1 ÷ IC4 = 74LS641

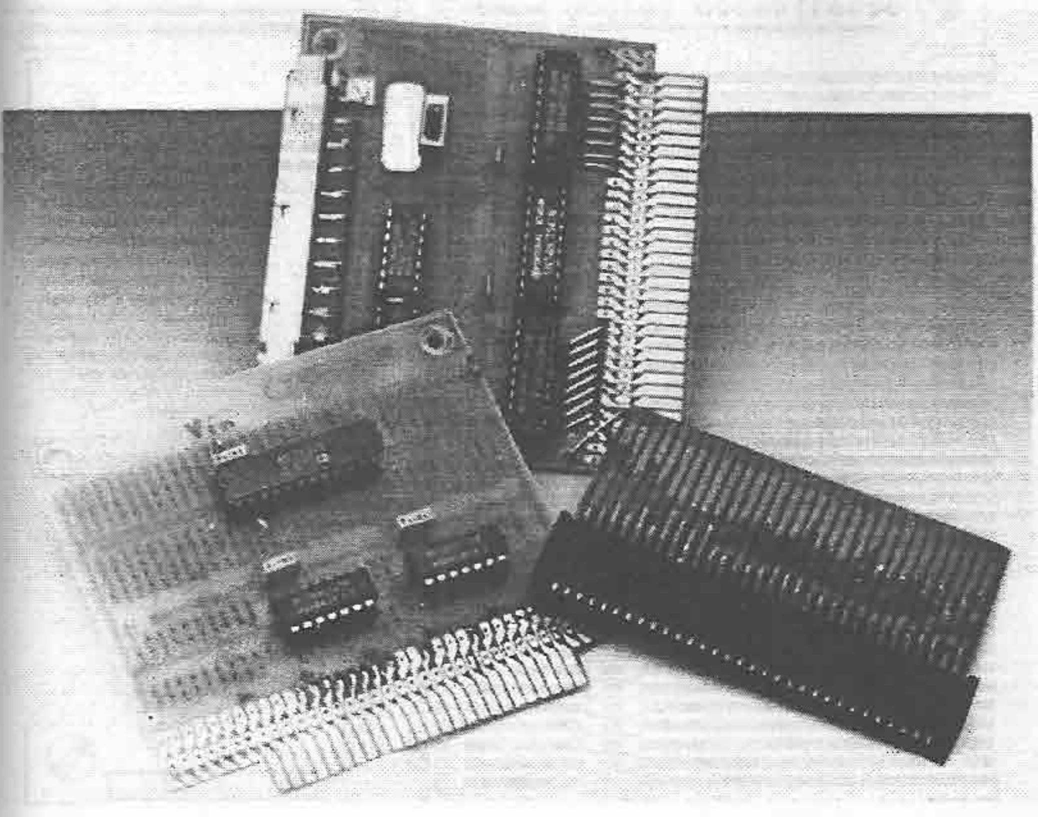
Diverse:
S1 = microîntrerupător
S2 = microcomutator cu 2 poziții
K1, K2, K3 = conector cu 36 de căi

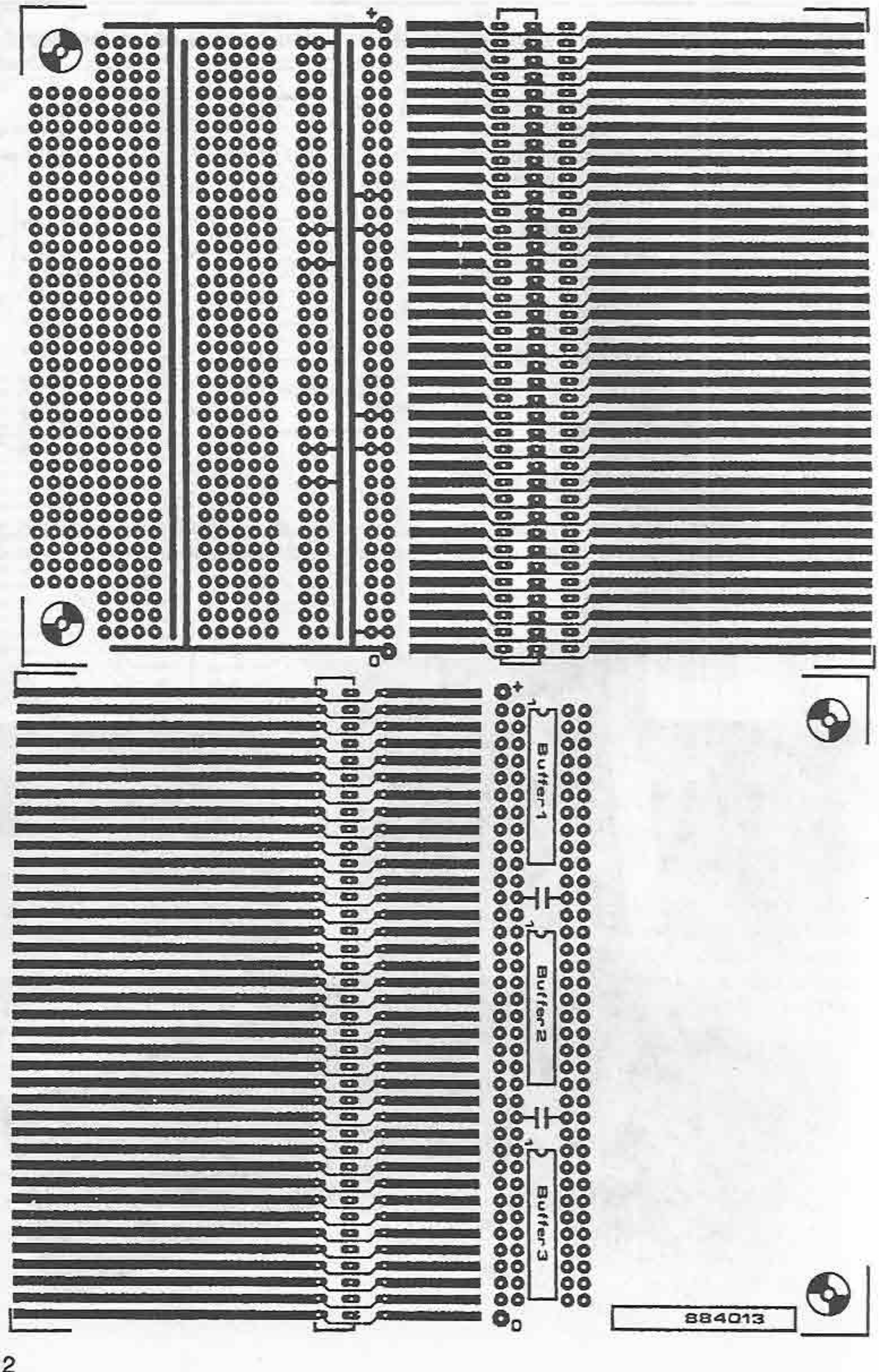
147 *Cablaj pentru prototipuri de extensii pentru calculatoare*

Această placă de cablaj imprimat este ideală pentru construirea și testarea diverselor montaje de extensie experimentale necesare unei largi game de calculatoare. Circuitul imprimat dublu-placat, dar fără găuri metalizate, are trasee paralele, de contact, care permit introducerea ei în sloturile utilizate în mod obișnuit pentru plăcile de extensie, în multe tipuri de calculatoare, inclusiv în cele de tip MSX și IBM. În plus, pe placă se găsesc și trei cipuri de tip buffer de uz general, care pot fi conectate în funcție de cerințe, astfel încât să asigure o interfățare corectă și sigură între calculator și circuitul de extensie ce se dorește a fi realizat. Se vor prevedea trasee de alimentare atât în zona bufferelor cât și în cea a prototipului, pentru a evita prezența prea multor conductoare de legătură.



Dacă este necesar, unele trasee paralele de contact pot fi decuplate pentru ca placa să se potrivească la dimensiunile unui anumit slot, sau pentru a evita montarea ei inversă în slot. De




+
0
+
1
Buffer 1
1
Buffer 2
1
Buffer 3
0
884013

asemenea, fâşiile de contact sunt relativ lungi, astfel încât o zonă a plăcii poate fi îndepărtată, pentru a fi folosită ca adaptor, asociată cu un slot conector. Este posibilă şi fixarea unui slot conector, în colţurile corespunzătoare ale plăcii, după cum indică şi marcajele imprimate.

Ca referinţă se dau în figură şi alocările pinilor porţilor emiţătoare-receptoare octale din 74HCT245 şi cele ale unuia din cele trei buffere tip 74HCT541. Aceste integrate sunt propuse a fi utilizate ca buffer al magistralei de date, respectiv buffere al magistralei de adrese, deoarece ele au intrările şi ieşirile aranjate pe laturile opuse ale unei capsule DIL cu 20 de pini. Utilizatorului îi este lăsată deplina libertate de a-şi aleagă după dorinţă bufferele de magistrală în funcţie de necesităţile concrete de interfaţare. NU UITAŢI să legaţi la masă pinii de intrare neutilizaţi ai cipurilor HCT!

În fotografie puteţi observa prototipurile câtorva aplicaţii posibile ale plăcii de extensie universale.

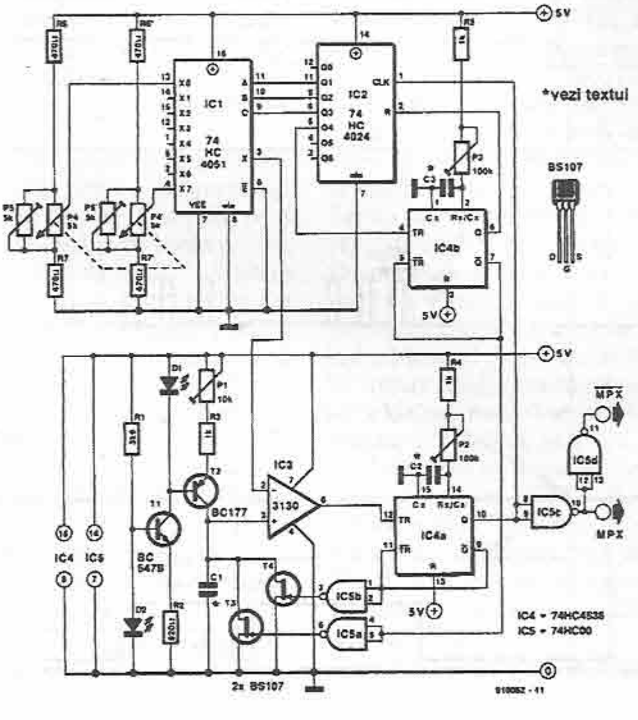
148 Generator de impulsuri PWM comandat în tensiune

Acest montaj generează un tren de impulsuri în care lăţimea (durata) fiecărui impuls individual este determinată de o tensiune de comandă. Datorită acestei caracteristici, montajul poate fi folosit ca multiplexor-decodor, de exemplu într-un sistem de telecomandă, dar, evident, sunt posibile şi alte aplicaţii.

Dacă semnalele de intrare aplicate lui IC1 provin de la o sursă analogică, ele pot fi transmise într-o formă numerică printr-un conductor bifilar sau printr-un sistem fără fir. Cu alte cuvinte, montajul poate servi, de asemenea, drept convertor analogic-digital cu opt canale. Acest mod al său de funcţionare este uşor de obţinut dacă folosim şi un calculator.

Sursa de curent constant realizată cu T1, T2 şi componentele asociate încarcă liniar condensatorul C1. Când potenţialul crescător de la intrarea neinversoare a lui IC3 (pinul 3) atinge nivelul de tensiune de la intrarea inversoare (pinul 2), ieşirea amplificatorului operaţional devine $+U_b$.

Următorul front pozitiv la pinul 12 al lui IC4



pornește monostabilul IC4a, ceea ce are ca rezultat trecerea ieșirii în starea H. În același timp, C1 se descarcă prin IC5b și T4.

Când IC4a basculează, numărătorul binar IC2 avansează cu un pas. Deoarece, ieșirile Q1, Q2 și Q3 ale numărătorului sunt conectate la intrările digitale ale multiplexorului IC1, acest integrat aplică o altă tensiune, reglabilă cu P4-P4', intrării lui IC3.

Din cauză că C1 se descarcă prin T4, procesul pe care l-am descris se repetă, dar cu o tensiune diferită. În acest fel se asigură ca timpul scurs înainte de declanșarea comparatorului IC3 să fie diferit de cel al precedentului ciclu. Reglajul potențiometrelor sau, în caz că nu se folosește nici unul, nivelul tensiunii la intrările lui IC3 influențează durata (lățimea) impulsului la pinul 10 al lui IC4. Cu alte cuvinte, tensiunile de intrare sunt transpuse în lățimi (durate) ale impulsurilor.

La cel de-al optulea ciclu, pinul Q4 al lui IC2 trece în starea H și determină pornirea monostabilului IC4b. Constanta de timp a acestui etaj este mult mai mare decât cea a lui IC4a. Frontul pozitiv de la pinul 6 al lui IC4b este folosit pentru a reseta numărătorul. Poarta IC5a și T3 împiedică descărcarea lui C1 înainte ca IC4b să declanșeze.

Impulsul de durată mare generat astfel, care se regăsește la ieșirea lui IC5c și IC5d, poate fi utilizat pentru sincronizare (de exemplu, pentru a reseta un numărător) în receptor. Când IC4b declanșează, întregul proces se reia de la început.

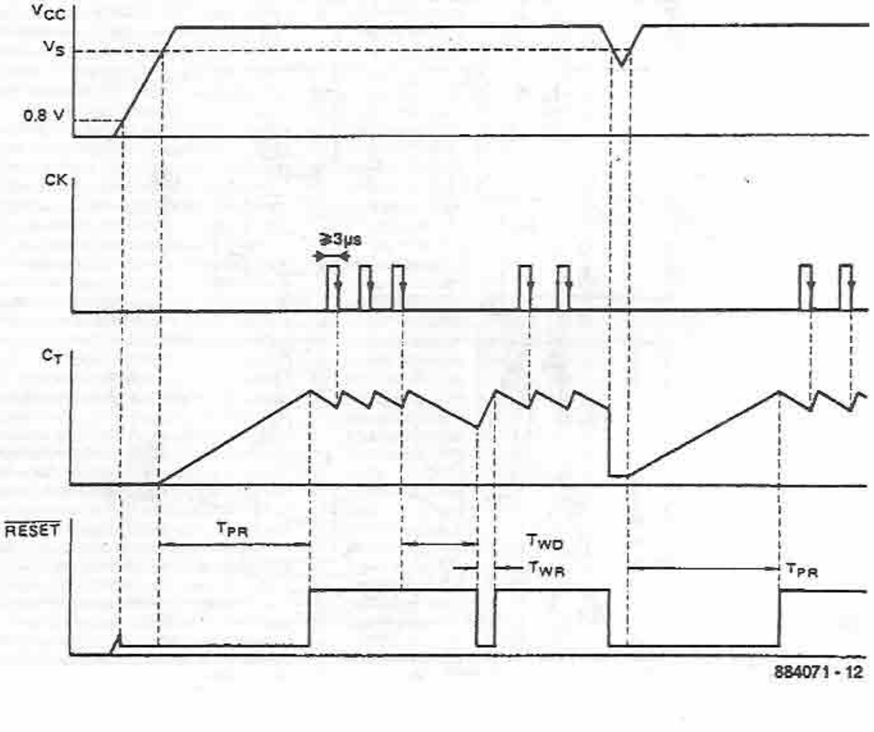
Aplicații

Montajul a fost proiectat ca un codificator cu multiplexare pentru sisteme de telecomandă, în care potențiometrele P4-P4' sunt joystick-uri de comandă. P5-P5' au rolul de a limita domeniul de comandă pentru P4-P4'. Acest lucru este avantajos în aplicațiile în care este necesară o mare sensibilitate a comenzii. Deoarece constantele de timp ale diferitelor cicluri pot fi reglate independent una de cealaltă, intervalele de timp sunt controlate nu numai de potențiometre ci și de sursele de tensiune, câmpul de aplicații posibile devine foarte larg.

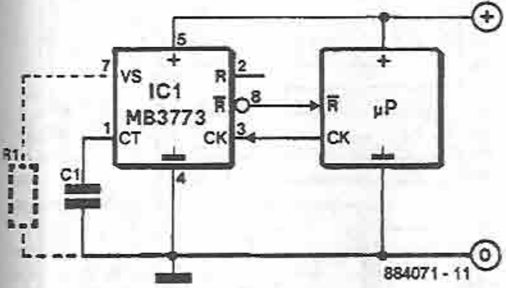
Folosirea montajului drept convertor analog-digital a fost deja menționată. Alte utilizări ar fi la stațiile meteo, cu posibilitatea ca tensiunile de la ieșirea senzorului respectiv de presiune atmosferică, temperatură, viteză a vântului, umiditate ș.a.m.d., sunt aplicate intrărilor lui IC1.

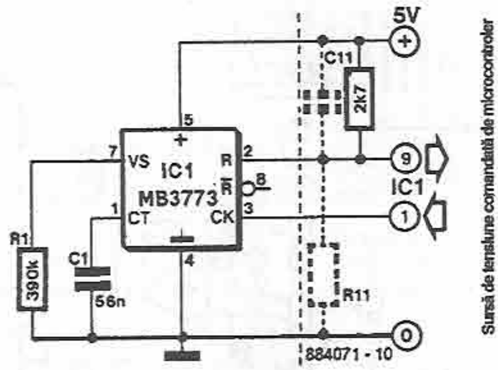
149 *Supravegherea sursei de alimentare*

1



2





Circuitul integrat MB3773 al firmei Fujitsu poate fi folosit pentru a da o comandă de reset când (a) a fost conectată sursa; (b) nivelul tensiunii de alimentare a scăzut sub o anumită valoare; și (c) programul s-a derulat cu dificultăți.

Felul în care lucrează integratul se poate deduce mai bine din figura 1 decât din schema montajului, reprezentată în figura 2. Cele două grafice de sus indică tensiunile supravegheate de integrat: tensiunea de alimentare și un semnal în impulsuri care este generat încontinuu de programul în curs de derulare (de exemplu, printr-un port I/O).

Punctele de origine din grafice corespund cu momentul aplicării tensiunii de alimentare.

150 *Placă A/D și D/A pentru C64*

Pentru prelucrarea semnalelor analogice, teoretic toate calculatoarele au nevoie de circuite suplimentare. Cel prezentat aici a fost proiectat pentru a fi utilizat împreună cu microcalculatorul C64, dar poate fi utilizat și la alte calculatoare, cu (eventuale) mici modificări.

Placa este destinată eșantionării și reproducerii sunetului, sau pentru măsurări și producerea de semnale de test. Lucrează pe 8 biți. Poate părea cam simplist în zilele noastre, când am trecut la „mai mult de 16 biți" – vorbim de CD-player – dar, în practică, și la 8 biți putem vorbi de o reproducere a sunetului perfect acceptabilă. Dacă avem în vedere testarea și măsurarea, precizia este mai bună de 0,5%.

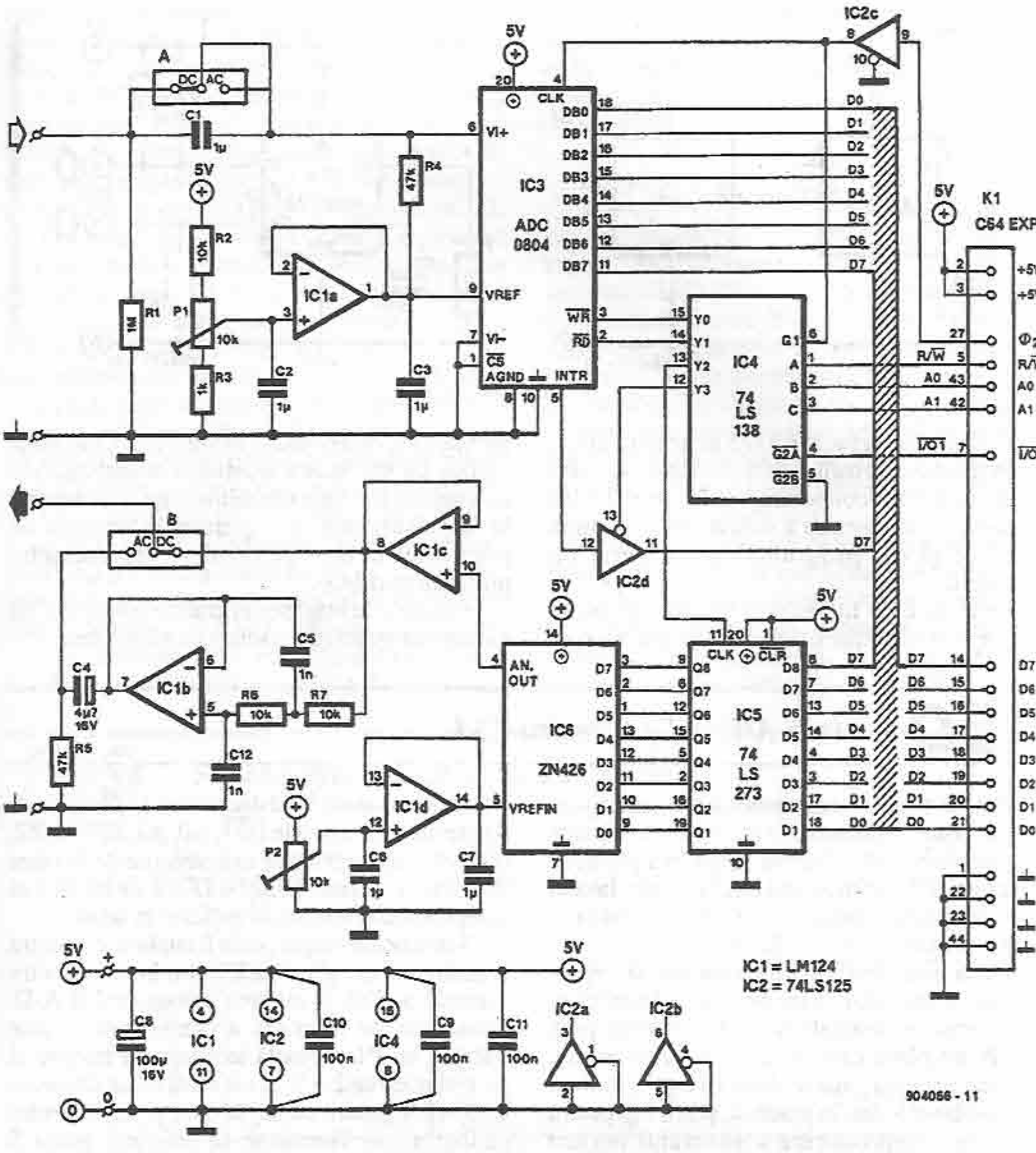
Adresă		
DE00	scriere	dă startul conversiei A-D
DE00	citire	citește rezultatul conversiei A-D
DE01	scriere	scrie datele pentru conversia A-D
DE01	citire	citește starea conversiei A-D (bitul 7)

Circuitul are la bază decodorul de adresă IC4. Alimentat cu semnalele $\overline{I/O1}$, A0, A1, R/W și Ø2, acest circuit integrat face ca instrucțiunile de citire și scriere la adresele DE00 și DE01 ale lui C64 să îndeplinească funcțiunile indicate în tabel.

Semnalul analogic poate fi cuplat c.c. (pentru semnale de test și măsurări) sau în c.a. (pentru semnale audio) la intrarea convertorului A-D. Tensiunea de referință a convertorului este stabilită cu P1. Această tensiune nu trebuie să fie mai mare de 2,5 V: acest nivel dă un domeniu de 0 ÷ 5 V pentru cuplaj în c.c., și 2,5 V pentru cuplaj în c.a. Tensiunea de referință poate fi redusă în mod proporțional, în cazul semnalelor de intrare mici: aceasta permite ca pentru acele semnale mai mici să se mențină fie reținută total rezoluția completă, de 8 biți.

Conversia analogic-digitală este inițiată prin scrierea adresei DE00. Când se încheie conversia, ieșirea INTR trece în starea L: această stare poate fi testată prin citirea de la adresa DE01, caz în care al șaptelea bit este „0". Rezultatul poate fi citit de către calculator de la adresa DE00.

Conversia digital-analogică este chiar mai



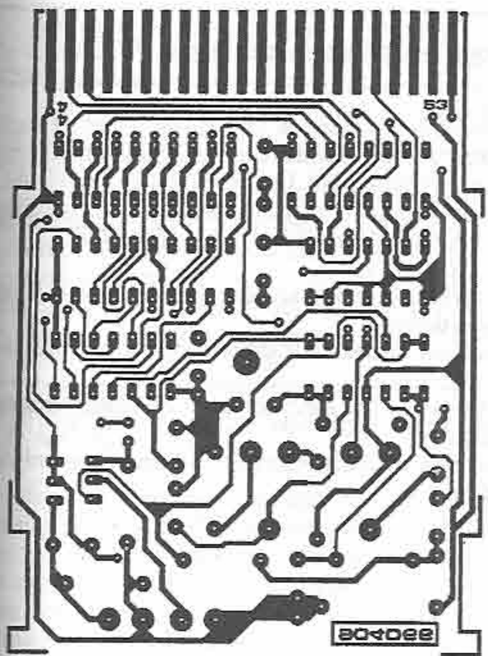
simplă: datele sunt scrise la adresa DE01 – și asta-i tot!

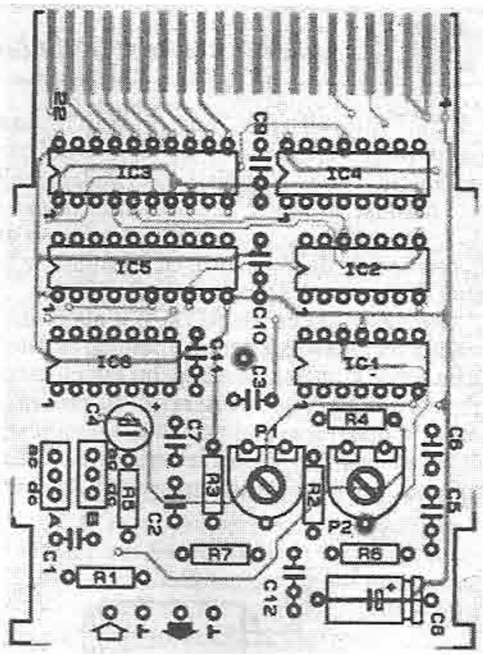
Convertorul D-A poate fi, de asemenea, cuplat în c.c. sau în c.a. Cu jumperul B în poziția AC, semnalul de ieșire analogic este trecut prin filtrul trece-jos, cu o frecvență de tăiere de 15 kHz. Se asigură astfel ca frecvența de eșantionare și armonicile sale să fie suprimate în timpul reproducerii semnalelor audio.

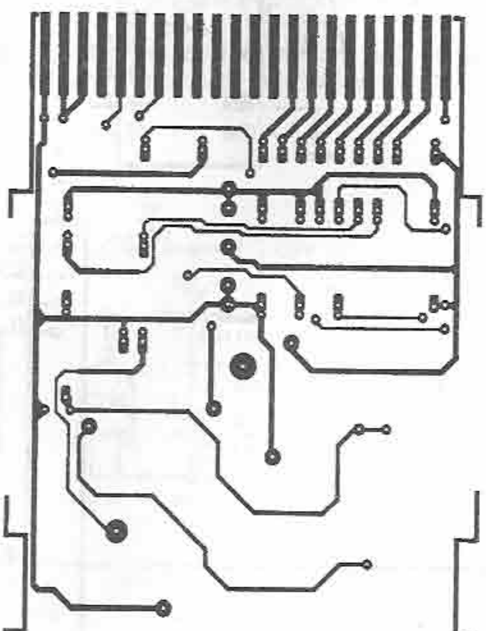
Când se realizează semnale de test, este preferabil să nu se facă apel la filtrare: în acest caz, jumperul B trebuie să fie fixat în poziția DC. Rezultatul poate fi citit pe calculator la adresa DE00.

Tensiunea de referință în convetorul D-A nu trebuie să depășească 2,5 V: nivelul se stabilește cu ajutorul lui P2.

Pentru realizarea trecerilor de pe o față pe cealaltă a plăcii, s-au prevăzut „insule“ suplimentare. Înainte de a trece la montarea componentelor pe placă, pe ambele fețe ale plăcii se vor lipi cu letconul fire scurte de conductor







electric dezizolat. Odată făcut acest lucru, componentele se vor lipi numai pe fața cu trasee a plăcii.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 10 MΩ
R2, R6, R7 = 10 kΩ
R3 = 1 kΩ
R4, R5 = 47 kΩ
P1, P2 = 10 kΩ semireglabil

Condensatoare:
C1, C2, C3, C6, C7 = 1 μF
C4 = 4,7 μF / 16 V cu tantal
C5, C12 = 1 nF
C8 = 100 μF / 16 V cu terminale axiale
C9, C10, C11 = 100 nF

Semiconductoare:
IC1 = LM124
IC2 = 74LS125
IC3 = ADC0804
IC4 = 74LS138
IC5 = 74LS273
IC6 = ZN426

151 *Afișaj cu cristale lichide pentru microcontrolerul 8052*

Acest afișaj a fost conceput pentru a fi atașat magistralei de adresă și de date a microcontrolerului 8052. Afișajele cu cristale lichide sunt produse în mai multe variante: în cazul nostru, la realizarea prototipului, s-a folosit un tip de afișaj pe două rânduri, cu 16 caractere pe rând, și care, în plus, conține două registre.

Semnalele la bornele RD și WR ale controlerului sunt prea scurte pentru a permite ca datele să fie scrise în registrele afișajului sau citite din acestea. Modul în care a fost rezolvată problema constă în utilizarea celui mai puțin semnificativ bit de adresă, A0, pentru a verifica dacă este solicitată o acțiune de scriere sau una de citire. Semnalele de adresă durează suficient de mult pentru a se putea duce la bun sfârșit un schimb de date cu afișajul. Următorul bit de adresă, A1, este folosit pentru diferențierea între registrul de date și cel de instrucțiune ale afișajului.

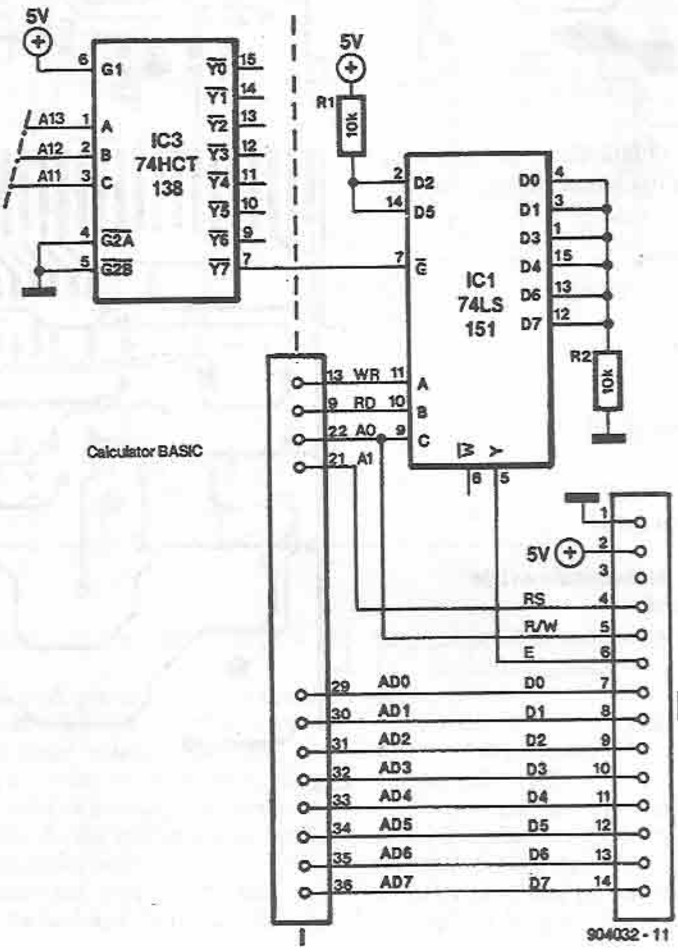
Urmează:

Adresa de bază: scriere dată în registrul de instrucțiune;

Adresa de bază +1: citire conținut registrul de date;

Adresa de bază +2: scriere dată în registrul de date;

Adresa de bază + 3:citire conținut registrul de date.



Adresa de bază, care trebuie să fie multiplu de 4, este determinată de semnalul „chip select“ (CS) al controlerului.

Semnalul de activare a afișajului este derivat din semnalul CS, semnalele RD și WR și semnalul de adresă A0.

Toate aceste funcții sunt îndeplinite de circuitul integrat 74LS151. El elimină posibilitatea de a fi citită sau scrisă o adresă falsă și, astfel, evită apariția unui conflict între magistrale. Linia de adresă A0 dă un semnal de activare doar în cazul în care afișajul este adresat de CS, când fie RD fie WR este în starea logică L. Integratul 74LS151 poate fi înlocuit cu unul echivalent, din familia HC sau HCT.

Dacă este necesară o protecție suplimentară a controlerului, magistrala de date poate fi expandată printr-un driver de magistrală, ceea ce necesită un buffer bidirecțional, de exemplu un 74LS245. Direcția de transfer este determinată de cel mai puțin semnificativ liniei de adresă, A0, și de legare liniei de validare la semnalul W al lui IC1.

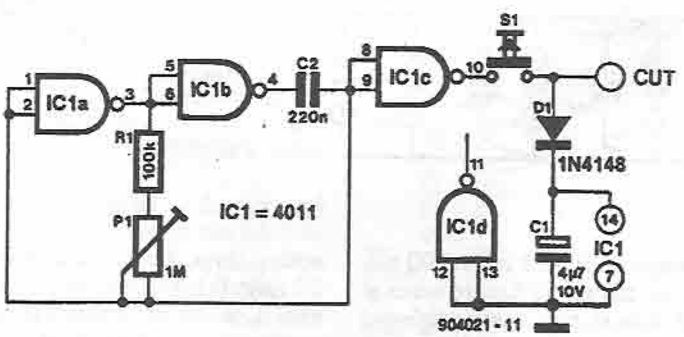
152 *Buton de „foc“ cu repetiție*

Joystick-ul reprezintă un ajutor indispensabil în majoritatea jocurilor de calculator. În afară de maneta ce permite mișcări la stânga, la dreapta, în sus și în jos, dispozitivul mai conține și unul sau două butoane de „foc“. În anumite jocuri, sunt foarte multe „focuri“ de tras, ceea ce presupune apăsări și eliberări continue ale butonului de „foc“. Pentru a evita ca degetul mare să vi se transforme într-o adevărată rachetă de tenis, este preferabil să folosiți montajul pe care vi-l prezentăm acum, care permite o acționare automată a butonului de „foc“.

Două porți logice ale unui circuit integrat de tip 4011, IC1a și IC1b, formează un multivibrator astabil, a cărui frecvență poate fi modificată cu P1. Impulsurile dreptunghiulare rezultate sunt aplicate butonului „foc“ prin intermediul porții IC1c, care este conectată ca buffer.

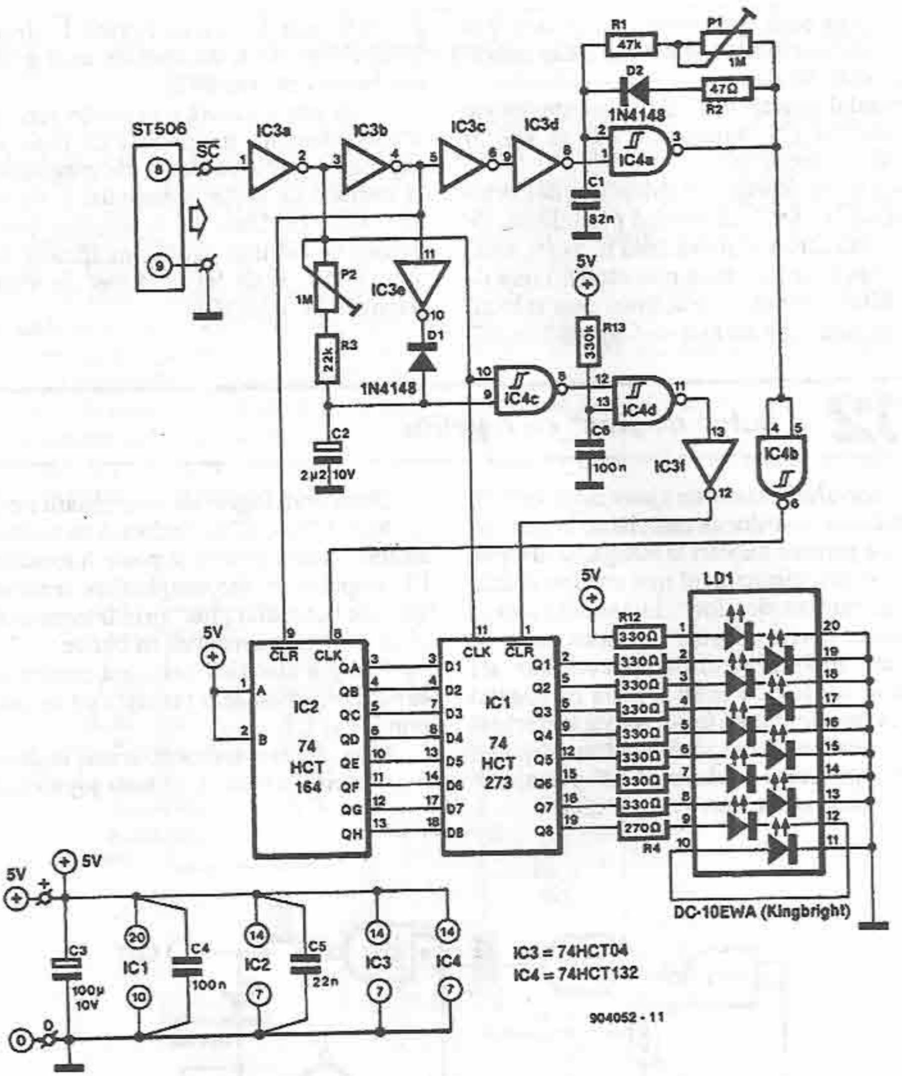
Energia electrică necesară pentru alimentarea montajului este preluată de la calculator prin D1 și C1.

Montajul este suficient de mic încât să poată fi „găzduit“ în cutia de la baza joystick-ului.



153 *Indicator al timpului de căutare*

La hard discurile cu interfață compatibilă ST506 este disponibil un semnal de „căutare completă“ ($\overline{SC}$ – seek complete). Acesta rămâne inactiv în starea H pe durata cât hard discul caută date noi. Deci, durata intervalului în care se menține starea logică L este direct proporțională cu timpul necesar căutării. Durata de căutare este determinată, în principal, de timpul necesar poziționării capetelor pe cilindrul dorit. Hard discurile cu un timp de acces de 68 ms utilizează

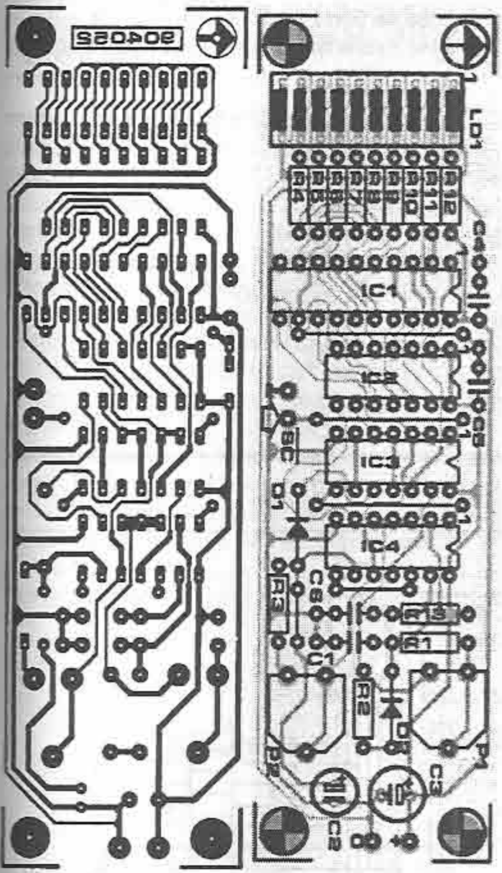


timpi de căutare cuprinși între 5 ms și 200 ms. Măsurând timpul de căutare la fiecare acces și făcând vizibilă valoarea sa, prin intermediul unei bare de LED-uri, ne putem face o idee asupra performanțelor hard discului. Lungimea barei aprinse crește apreciabil odată cu fragmentarea discului. Dacă LED-urile roșii ale barei se aprind frecvent, înseamnă că a sosit momentul să rulăm un program de optimizare a discului.

Semnalul $\overline{SC}$ este conectat la pinul 8 al interfeței ST506. Toți pinii impari sunt legați la masă.

Când capetele încep o căutare, adică după ce $\overline{SC}$ a trecut în starea H, intrarea de tact a bufferului/registrului IC1 devine trece în L. În același timp, din cauza descărcării rapide a lu C2 (prin D1) și a trecerii în starea L al pinului 1 a lui IC4c, starea „aducere la zero"a lui IC4 es suprimată. La fiecare impuls de tact este introdu câte un „1" înregistrul deplasare IC2, astfel încâ la sfârșitul ciclului, numărul ieșirilor activ reprezintă o măsură (mărime) a timpului d căutare.

Cu o întârziere egală cu timpul de propaga printr-o poartă logică față de frontul negativ a lui, bufferul/registrul primește datele proveni de la registrul de deplasare. După încă o întârziere introdusă de poartă, registrul d deplasare este șters. El este deci pregătit pentr



a măsura durata următorului ciclu de căutare. Timpul măsurat va fi indicat pe bara de LED-uri numai atunci când ciclul de căutare s-a încheiat. Această metodă previne orice pâlpâire supărătoare a afișajului.

Când $\overline{SC}$ a trecut în starea L, C2 se încarcă lent prin P2 și R3. Dacă nu reîncepe nici un ciclu nou de căutare, ieșirea lui IC4c basculează din starea H în starea L, după o scurtă întârziere și, astfel, îl resetează pe IC1. În concluzie, prin reglajul lui P2 putem determina durata de afișare a ultimului timp de căutare măsurat (durata afișării = maximum 1,5 s). Rezistența R13 și condensatorul C6 asigură resetarea lui IC în momentul conectării 1.

Frecvența oscilatorului poate fi reglată între 15 Hz și 400 Hz, cu P1. Acest semireglabil ar trebui potrivit în așa fel încât, în perioada celui mai lungat timp de căutare, încep să lumineze toate LED-urile. Se poate realiza acest lucru cu ajutorul programului în limbaj de asamblare,

```
; NAME: SEC.ASM        ***   SEEK-TIME MONITOR   ***
; USE :                *** P1 ADJUST AND TESTDEMO ***
; ID   : ELEKTOR/JB
; DATE: 8-2-'90

PROGSEG GROUP    CODE_SEG, DATA_SEG
        ASSUME   CS:PROGSEG, DS:PROGSEG

CODE_SEG         SEGMENT
        ORG      100H

MAIN             PROC NEAR
        LEA      SI,STRMSG       ;WRITE START MESSAGE
        CALL     MESSAGE
        MOV      DX,00H          ;READ BOOT SECTOR (SECTOR 0)
        CALL     READSEC
        MOV      BX,13H          ;DX:=TOTAL NUMBER OF DISK SECTORS
        MOV      DL,SEC[BX]
        MOV      DH,SEC[BX+1]
        DEC      DX              ;DX:=LAST SECTOR NUMBER
        CALL     READSEC         ;CHECK LAST SECTOR
WHILE:  CMP      DI,00H          ;WHILE ERROR FLAG=SET DO
        JZ       EWHILE
DO:     LEA      SI,ERRMSG       ;WRITE ERROR MESSAGE
        CALL     MESSAGE
        DEC      DX              ;LAST SECTOR NUMBER:=LAST SECTOR NUMBER-1;
        CALL     READSEC         ;READ LAST SECTOR
        JMP      WHILE
EWHILE: LEA      SI,ADJMSG       ;WRITE ADJUST MESSAGE
        CALL     MESSAGE
        MOV      CX,200          ;LOOP COUNTER:=200 (TIME-OUT VALUE)
NEXT:   PUSH     DX              ;SAVE LAST SECTOR NUMBER
        MOV      AH,06H          ;IF ANY KEY PRESSED THEN END
        MOV      DL,0FFH
        INT      21H
        JNZ      END
        MOV      DX,0            ;READ SECTOR 0
        CALL     READSEC
        POP      DX              ;READ LAST SECTOR
        CALL     READSEC
        LOOP     NEXT            ;LOOP COUNTER:=LOOP COUNTER-1
                                 ;IF NOT LOOP COUNTER<>0 THEN NEXT
END:    LEA      SI,ENDMSG       ;WRITE END MESSAGE
        CALL     MESSAGE
        INT      20H             ;RETURN TO DOS
MAIN             ENDP

;*************************************************************************

READSEC          PROC NEAR       ;INPUT :DX = SECTOR TO READ
                                 ;OUTPUT:DI = ERROR FLAG
        PUSH     AX
        PUSH     BX
        PUSH     CX
        MOV      AX,2            ;SELECT DRIVE C (LOAD "3" TO SELECT "D")
        LEA      BX,SEC          ;GET SECTOR DUMP ADDRESS (DS:BX)
        MOV      CX,1            ;ONLY ONE SECTOR
        INT      25H             ;READ SECTOR (DX)
IF1:    JNC      ELSE1           ;IF READ ERROR
THEN1:  MOV      DI,01           ;SET ERROR FLAG
        JMP      EIF1
ELSE1:  MOV      DI,00           ;CLEAR ERROR FLAG
EIF1:   POPF                     ;RESTORE FLAGS
        POP      CX
        POP      BX
        POP      AX
        RET
READSEC          ENDP

;*************************************************************************

MESSAGE          PROC NEAR       ;INPUT: SI=MESSAGE ADDRESS
        CALL     CRLF
PUSH    DX
        PUSH     AX
        MOV      DX,SI
        MOV      AH,09
        INT      21H             ;WRITE MESSAGE
        POP      AX
        POP      DX
        RET
MESSAGE          ENDP

;*************************************************************************

CRLF             PROC NEAR
        PUSH     AX              ;SAVE REGISTERS
        PUSH     DX
        MOV      AH,02           ;CR
        MOV      DL,0DH
        INT      21H
        MOV      DL,0AH          ;LF
        INT      21H
        POP      DX              ;RESTORE REGISTERS
        POP      AX
        RET
CRLF             ENDP

CODE_SEG         ENDS

;*************************************************************************

DATA_SEG         SEGMENT
STRMSG  DB       ">>$"
ADJMSG  DB       "PLEASE ADJUST P1 (LED BAR TO FULL SCALE)."
        DB       "       Quit = Any key$"
ERRMSG  DB       "DISK READ ERROR: AUTOFIXING!!$"
ENDMSG  DB       ">> Program terminated$"
MARK    DB       "SECTOR  DUMP    "
SEC     DB       "512     BYTES   "
DATA_SEG         ENDS

;*************************************************************************

        END      MAIN
```

904052 - 12

prezentat alături. Acest program citește primul și ultimul sector al discului C, unul după celălalt.

Numărătorul a fost prevăzut pentru a limita numărul schimbărilor de direcție capetelor la 200, ceea ce oferă un timp suficient de lung în care să se poată face reglajul necesar al lui P1.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 47 kΩ
R2 = 47 Ω
R3 = 22 kΩ
R4 = 270 Ω
R5, R12 = 330 Ω
P1, P2 = 1 MΩ semireglabil

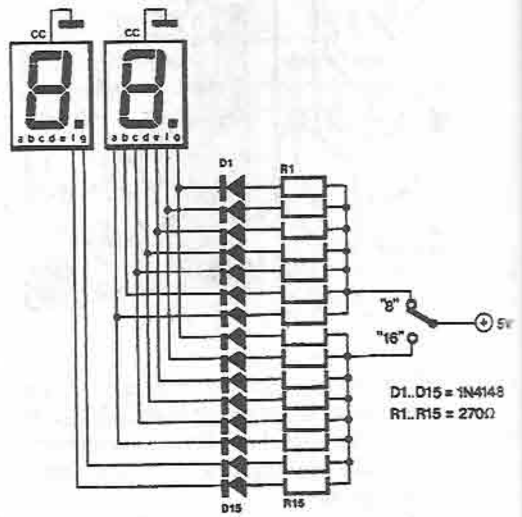
Condensatoare:
C1 = 82 nF
C2 = 2,2 µF / 10 V, cu terminale de implantare
C3 = 100 µF / 10 V, cu terminale de suplantare
C4, C6 = 100 nF
C5 = 22 nF

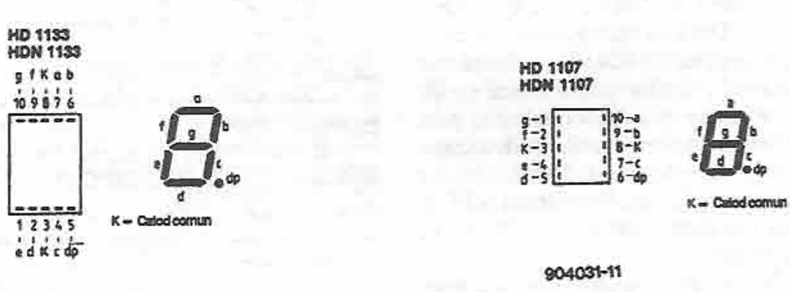
Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148
LD1 = bară de LED-uri, de exemplu super-roșu DC-10EWA (Kingbright)
IC1 = 74HCT273
IC2 = 74HCT164
IC3 = 74HCT04
IC4 = 74HCT132

154 *Indicator al frecvenței de tact*

Indicatorul a fost proiectat pentru a afișa frecvența de tact a unui PC, în MHz. El constă din două celule de afișaj cu catod comun (tip HD1107 pentru caractere cu înălțimea de 10 mm; tip HD1133 pentru înălțime de 13,5 mm), un comutator cu două poziții și un anumit număr de diode tip 1N4148 pentru a comanda aprinderea afișajelor. În plus, pentru a limita valoarea curentului prin afișaj, se conectează, în serie cu fiecare diodă, câte o rezistență de 270 Ω.

Cu comutatorul în poziția „8“, afișajul indică viteza normală de lucru a calculatorului, iar cu el în poziția de jos indică viteza de lucru la funcționarea în modul „turbo“. Cu puțină dexteritate, veți reuși să folosiți chiar comutatorul turbo instalat pe calculator, în locul celui din schema alăturată.



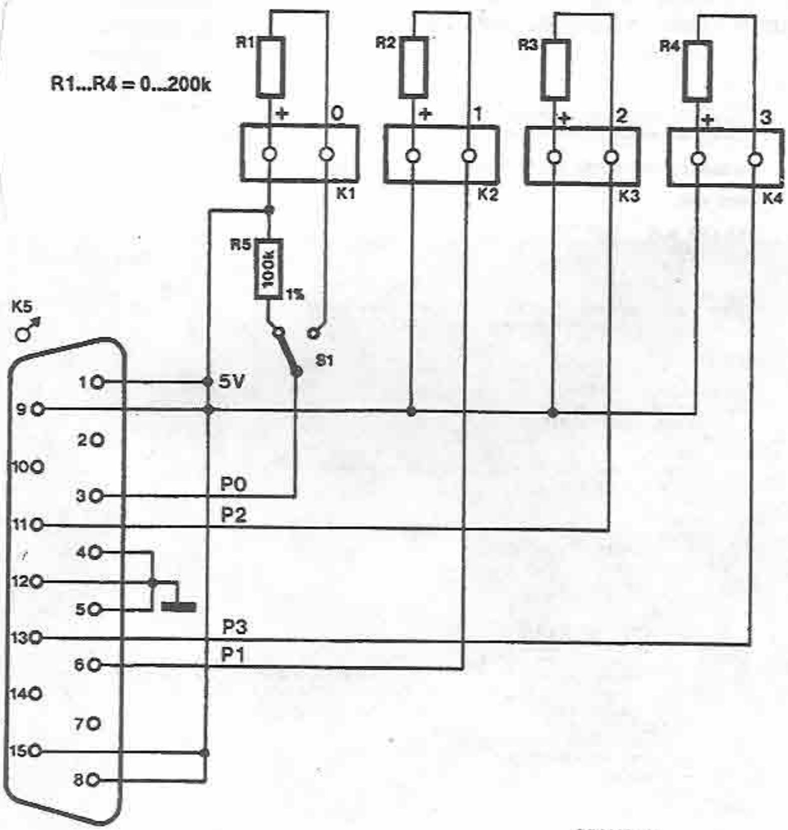


904031-11

155 Măsurarea rezistenţei cu ajutorul PC-ului

Intrarea de joystick a calculatoarelor personale IBM (şi a celor compatibile) este ideală pentru jocuri de calculator, dar, în aceeaşi măsură, şi pentru aplicaţii în care sunt implicate tensiuni analogice. În cazul de faţă, această intrare este utilizată la măsurarea rezistenţelor. Interfaţa de joystick nu este reprezentată decât de un decodor (la adresa $201), un buffer şi un circuit integrat NE558, care conţine patru circuite NE555 independente, fiecare având constanta de timp dată de un condensator de 10 nF şi o rezistenţă de 2,2 kΩ. Capetele rezistenţelor sunt legate la pinii 3, 6, 11 şi 13 ai conectorului de joystick. Rezistenţele externe necesare pentru ca cele patru oscilatoare NE555 să lucreze sunt conectate între aceşti pini şi borna pozitivă de alimentare (+5 V, la pinii 1, 8, 9 şi 15). Temporizatoarele sunt pornite simultan, prin trimiterea unei comenzi OUT la adresa $201. Un numărător soft menţine numărarea atâta timp cât multivibratorul monostabil este activ. La încheierea acestui timp, indicaţia valorică a numărătorului este un bun echivalent al timpului scurs. Deoarece acest timp al monopostului este direct proporţional cu valoarea rezistenţei externe, valoarea indicată de numărător poate fi folosită drept măsură a acelei rezistenţe. Rezoluţia ohmmetrului creşte odată cu viteza de numărare, de unde rezultă utilizarea codului maşină pentru rutinele de numărare. La drept vorbind, ar fi posibil să folosim în acelaşi scop, să zicem, Turbo Pascal, dar ar rezulta o viteză de numărare mai mică, şi, ca urmare, o precizie mai scăzută a măsurării rezistenţei.

Toate cele patru monostabile sunt pornite cu o comandă OUT la adresa $201. O comandă IN



la aceeași adresă ne permite să aflăm care dintre monostabile sunt încă active. Atâta timp cât un monostabil este activ, numărătorul asociat lui este incrementat de un impuls de tact. Starea numărătorului nu va fi „înghețată" până când monostabilul nu atinge sfârșitul duratei caracteristice impulsului său. Doar în acest caz este valabilă valoarea măsurată. La locația \$201, bitul 0 se referă la rezistența R1, bitul 1 la R2, bitul 2 la R3 și bitul 3 la R4.

Cea mai mare parte a acestui proiect o reprezintă softul. După cum se poate deduce și din listingul prezentat, se folosește o combinație de limbaj mașină și Turbo Pascal pentru a realiza ohmmetrul. Funcția COUNT este responsabilă pentru funcția de incrementare a numărătorului – valoarea sa finală corespunde stării CX a numărătorului. Parametrul „MMV" indică bitul de la adresa \$201 care urmează a fi citit.

Fișierul-text GCR.ASM trebuie să fie asamblat, de exemplu, cu ajutorul lui MASM, pentru a se obține rutine de cod

```
; GCR.ASM  Game port Counter Routine
; ********************************

DATA    SEGMENT
        EXTEN   COUNTLIMIT:WORD
DATA    ENDS

CODE    SEGMENT
        ASSUME  CS: CODE, DS:DATA

PUBLIC  COUNT

COUNT           PROC      FAR

        PUSH    BP              ;SAVE BASE POINTER
        MOV     BP,SP           ;LOAD STACK POINTER
        MOV     SI,COUNTLIMIT   ;LOAD COUNTER LIMIT VALUE
        MOV     DX,201H         ;LOAD GAME PORT ADDRESS
        MOV     BL,[BP+06]      ;LOAD SELECT-VALUE MMV
        MOV     CX,00H          ;COUNT:=0
        CLI                     ;CLEAR INTERRUPT ENABLE FLAG
        MOV     AL,00H          ;TRIGGER ALL MMV
        OUT     DX,AL
WHILE:  IN      AL,DX           ;WHILE OUTPUT SELECTED MMV <> 0
        AND     AL,BL
        JZ      EWHILE
        CMP     CX,SI           ;AND COUNT <> COUNT LIMIT
        JE      EWHILE
DO:     INC     CX              ;COUNT:=COUNT+1;
        JMP     WHILE
EWHILE: STI                     ;SET INTERRUPT ENABLE FLAG
        MOV     AX,CX           ;PASS COUNT TO PASCAL
        POP     BP              ;RESTORE BASE POINTER
        RET     4               ;RETURN TO PASCAL
COUNT           ENDP

CODE    ENDS
        END
```

904114 - 12

```
{$F+,R-}
PROGRAM RGAME(INPUT,OUTPUT);
(**************************)

(* ELEKTOR 30-03-90 V1.0/JR *)

USES CRT;

VAR CNT,R,M    :INTEGER;
    COUNTLIMIT:WORD;
    C102K2     :INTEGER;

{$L GCR}
FUNCTION COUNT(MMV:INTEGER):INTEGER; EXTERNAL;
(********************************************)

BEGIN
  CLRSCR;
  COUNTLIMIT:=MAXINT;
  C102K2:=COUNT(1);
  IF C102K2=COUNTLIMIT
    THEN
      BEGIN
        WRITELN('ERROR: Please check gamecard, switch and R5');
        DELAY(2000);
      END
    ELSE
      BEGIN
        COUNTLIMIT:=2*C102K2;
        REPEAT
        M:=1;
        FOR R:=1 TO 4 DO
        BEGIN
          CNT:=COUNT(M);
          IF CNT=COUNTLIMIT
            THEN WRITE('R',R,'  OVERFLOW ')
            ELSE WRITE('R',R,'   ',ROUND(CNT/C102K2*102.2-2.2):3,'K        ');
            GOTOXY(30,R); WRITELN('COUNT ',CNT:4,'    ');
            M:=M SHL 1;
        END;
        DELAY(750); GOTOXY(1,1);
        UNTIL KEYPRESSED;
        CLRSCR;
      END;
END.
```

904114 - 13

mașină (obiect) GCR.OBJ. Introduceți acest fișier obiect în directorul utilizator din Turbo Pascal. După aceea, utilizați compilatorul Turbo Pascal pentru a lega GCR.OBJ de restul programului. După compilare, porniți programul cu ajutorul comutatorului S1 din schema alăturată. Astfel, se conectează o rezistență de precizie, de 100 kΩ, la aparatul de măsură, pentru calibrare față de valoarea de referință (C102K2) din program. Compararea dintre valoarea măsurată și cea de referință permite sistemului de măsurare să se autocalibreze, eliminând factorul viteză de tact a sistemului.

După autocalibrare, S1 va trebui comutat pe cealaltă poziție. Dacă lucrurile merg cum trebuie, ar urma să vedeți explicit pe ecran valorile precise ale rezistențelor R1 ÷ R4.

Deși, teoretic, sistemul ar trebui să poată măsura rezistențe până la câțiva MΩ, în practică, zgomotul limitează la aproximativ 200 kΩ valoarea maximă până la care se pot face măsurări precise.

În sfârșit, pentru a vă face o idee: la un calculator personal PC-AT lucrând la 12 MHz, valoarea indicată de numărător pentru rezistența de calibrare a fost de circa 270.

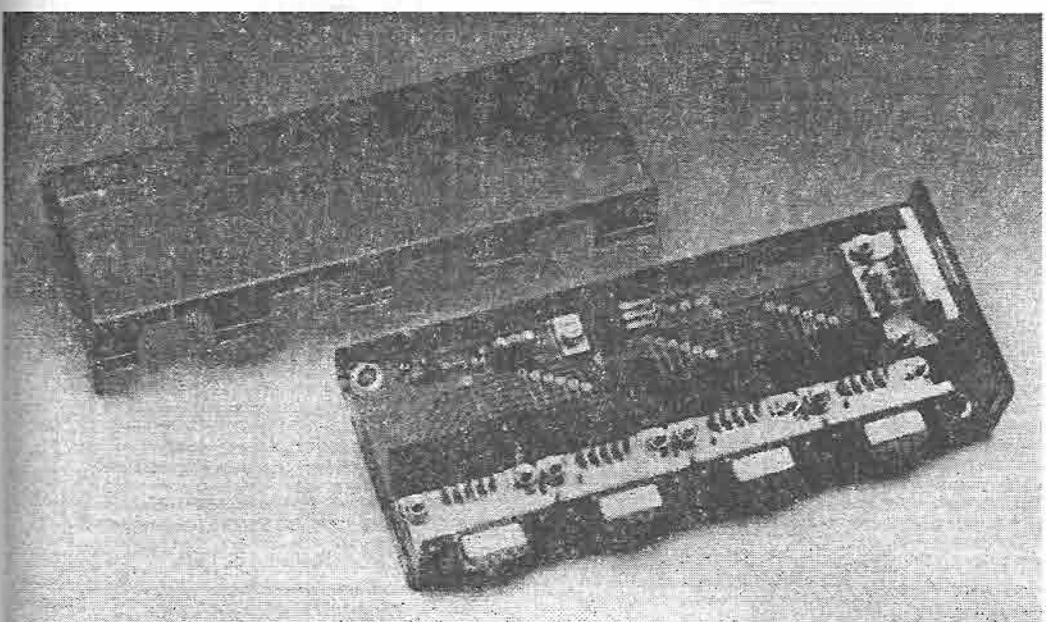
156 *Circuitul de comandă pentru patru monitoare de PC*

Circuitul de comandă descris în acest articol permite comandarea, prin intermediul unei singure plăci adaptoare pentru display, a maximum patru monitoare pentru calculatoare IBM sau compatibile. Trebuie însă ca placa respectivă și cele patru monitoare aferente să fie dintre tipurile care lucrează cu niveluri de semnal TTL (digital), de exemplu:

CGA – adaptor grafic color;
Hercules – adaptor pentru monocrom;
EGA – adaptor grafic îmbunătățit.

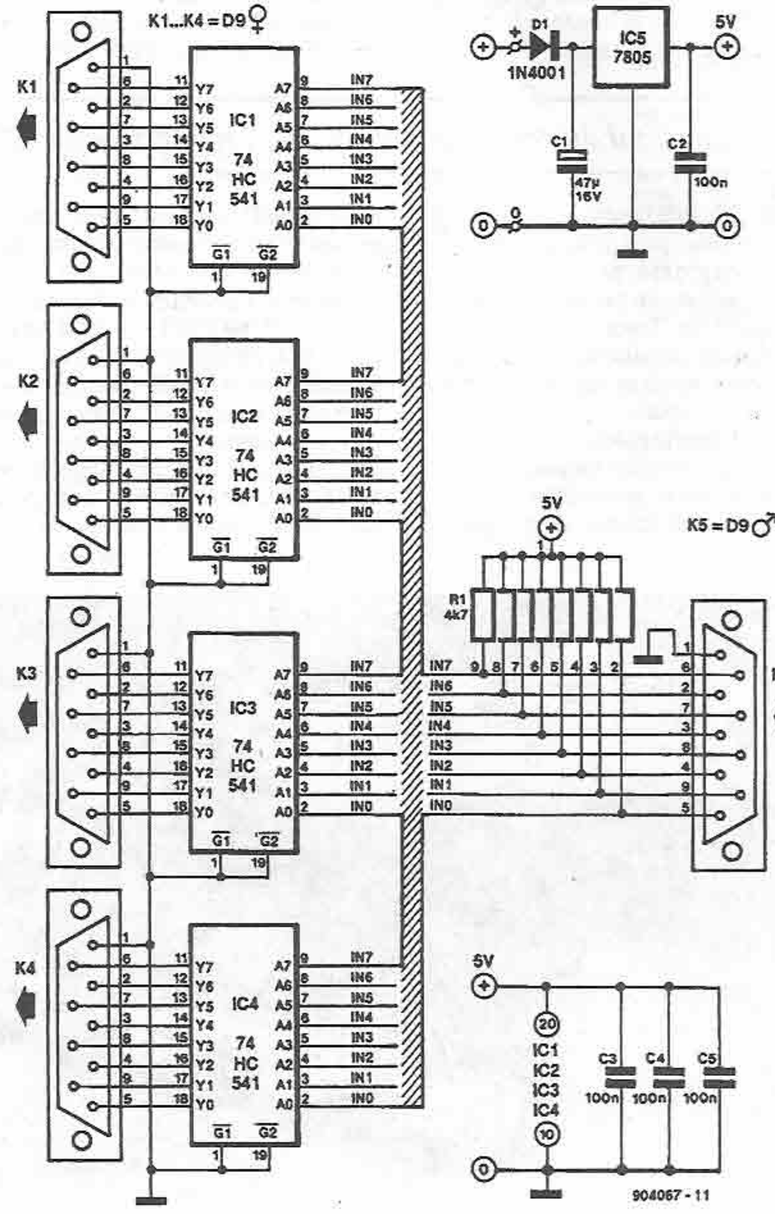
Aplicații ale acestui montaj se pot găsi în tehnica predării cunoștințelor despre calculator, prezentări cu diapozitive PC, prezentări și demonstrații.

Schema circuitului constă din patru buffere cu trei stări, pe 8 biți, tip 74HC541: cele notate IC1 ÷ IC4. Nivelurile TTL de la calculator sunt aplicate intrărilor bufferelor (permanent active), prin conectorul tată K5, care este de tipul RK, cu 9 căi. Semnalele ce trec prin acest conector depind de placa adaptoare pentru monitor care este folosită în calculator, după cum se vede și din tabelul alăturat. Monitoarele sunt conectate



la conectoarele mamă K1 ÷ K4, de tipul RK, cu 9 căi.

Montajul este alimentat de la o sursă de alimentare de 5 V situată pe placă, IC5, realizată cu familiarul regulator de tensiune, tip 7805. Tensiunea neredresată de la intrarea sursei poate fi cuprinsă între 9 V și 15 V. Valoarea totală a curentului nu depășește 10 mA.



Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 4,7 kΩ, arie de rezistențe, în carcasă SIL, cu 8 terminale SIL, cu 8 terminale

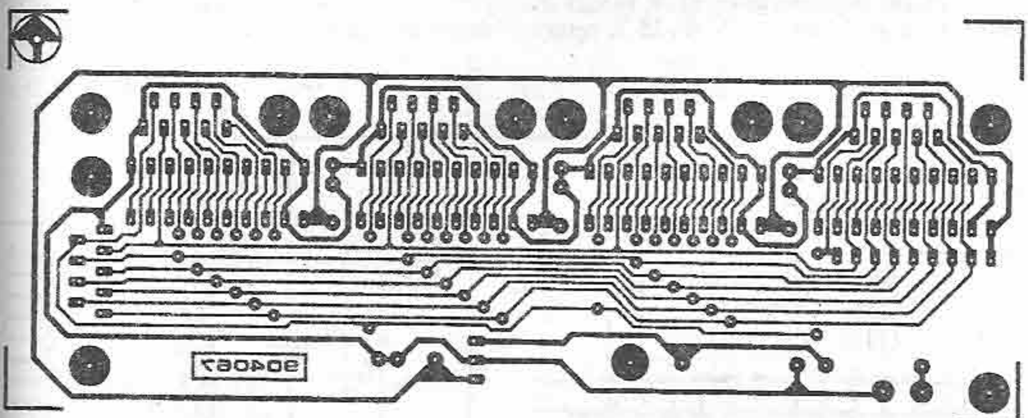
Condensatoare:
C1 = 47 µF / 16 V
C2 ÷ C5 = 100 nF

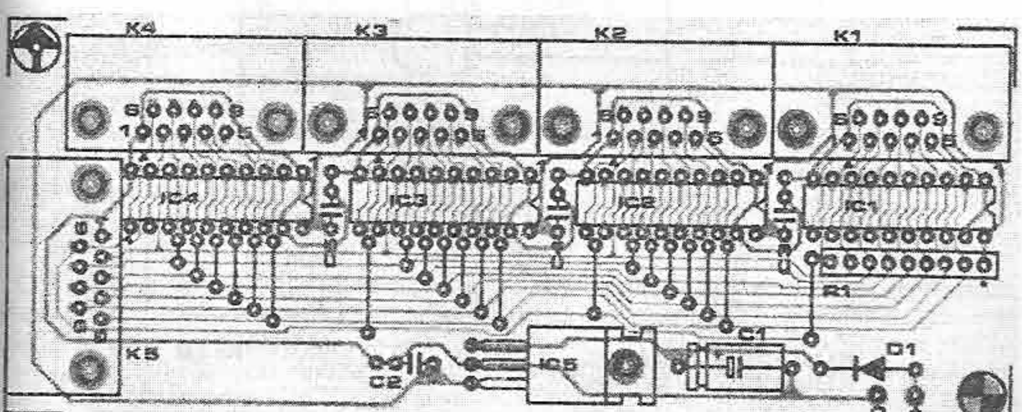
Semiconductoare:
D1 = 1N4001
IC1 ÷ IC4 = 74HC541
IC5 = 7805

Diverse:
K1 ÷ K4 = conector-mamă, pentru implantare placă, tip RK, cu 9 căi
K5 = conector-tată, pentru implantare placă, tip RK, cu 9 căi
Carcasă Heddic tip 222

Tabel

Pin	CGA	Hercules	EGA
1	masă	masă	masă
2	masă	masă	roșu sec.
3	roșu	neutilizat	roșu
4	verde	neutilizat	verde
5	albastru	neutilizat	albastru
6	intensitate	intensitate	verde sec
7	neutilizat	video	albastru sec.
8	sincro H	sincro H	sincro H
9	sincro V	sincro V	sincro V





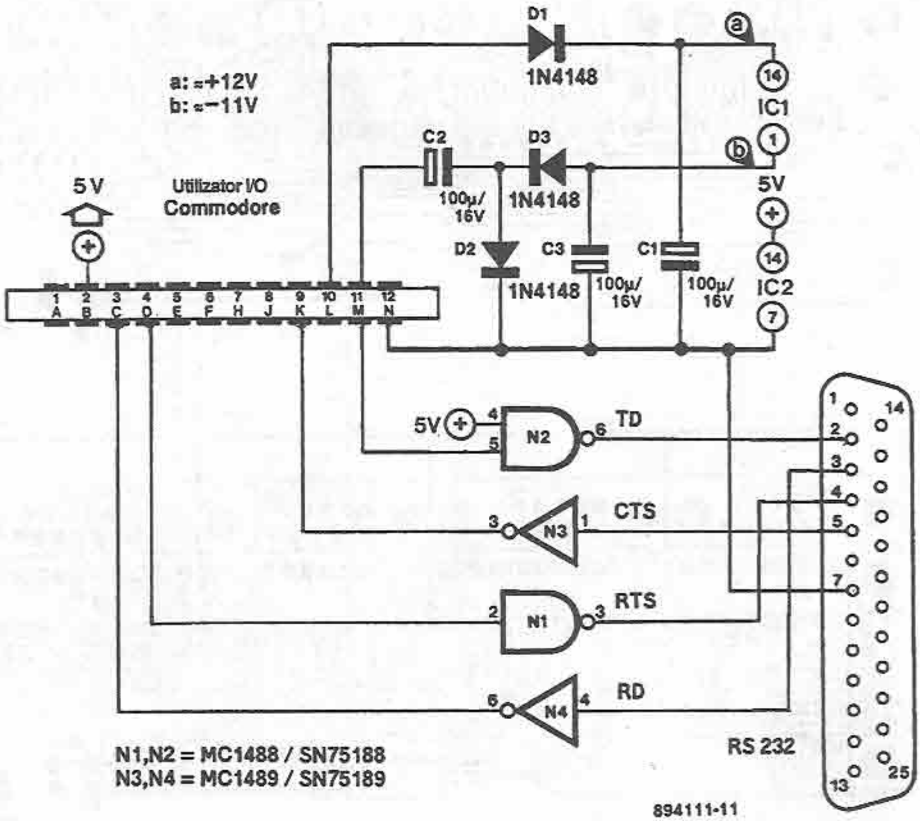
157 *Interfață RS232 pentru C64*

Deși Commodore C64 a făcut senzație la vremea apariției lui, el are câteva neajunsuri. Unul dintre acestea este lipsa standardizării conexiunilor sale. Fișele, prizele și semnalele nu sunt totdeauna compatibile cu o unitate gazdă sau cu alte echipamente, cum ar fi imprimante, modemuri și alte calculatoare. Interfața pe care o prezentăm aici transformă ieșirea serială într-o conexiune RS232 standard.

Conexiunea cvasi-RS232 se află pe panoul din spate al lui C64. Pentru scopul propus, sunt folosite câteva borne ale conectorului utilizator I/O. Din păcate, nu sunt suficiente câteva legături la conectorul standard tip D, cu 25 de căi, utilizat pentru conexiunile RS232. Este necesară, în plus, conversia nivelurilor de semnal TTL în niveluri RS232, adică acestea trebuie să fie cuprinse între +5 V și +25 V, pentru „0" logic, și între –5 V și –25 V, pentru „1" logic. În acest scop, tensiunea alternativă de 9 V disponibilă la conectorul utilizator I/O este convertită într-o tensiune continuă simetrică. Tensiunea pozitivă de alimentare este obținută printr-o simplă redresare monoalternanță făcută de D1 și C1.

Obținerea tensiunii negative este puțin mai complicată, deoarece linia de alimentare în c.a. este conectată ea însăși la masa logică. Așadar, pe durata fiecărei semialternanțe la pinul 11 al conectorului I/O, C2 se va încărca prin D2. În timpul semialternanței negative, C2 se va descărca treptat pe C3, prin D3. De remarcat că borna „negativă" este puternic negativă raportat la masa logică, deși ea se referă la pinul 10.

Chiar dacă tensiunea simetrică astfel obținută nu este suficient de stabilă, ea este mai mult decât potrivită pentru a alimenta, prin RS232, circuitul de comandă a liniei IC1.



Cele mai frecvent utilizate patru linii de semnal la RS232, respectiv: TxD – date transmise; RxD – date recepționate; RTS – solicitare de transmitere; și CTS – ștergere pentru a transmite, sunt furnizate la conectorul standard RS232 prin porțile logice N1 ÷ N4.

158 *Tastatură ușor de interfațat*

Nu toate calculatoarele au tastatură, deși, frecvent, este esențială folosirea acesteia. De aceea, vă prezentăm două montaje care permit ca funcțiunile de tastatură să fie produse cu ajutorul a numai șase sau șapte linii I/O.

Fig. 1 reprezintă un montaj realizat cu un 74HCT148 și un 74HCT138 și care poate îndeplini funcțiunile a 56 sau 64 de taste.

Montajul din fig. 2, construit cu un 74HCT147 și un 74HCT138, poate adresa 72 de taste, prin șapte linii I/O.

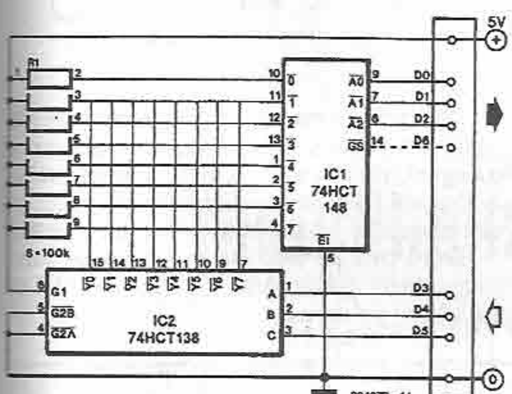
Alegerea uneia dintre cele două variante se va face în funcție de numărul de linii I/O disponibile și de numărul de taste necesar.

În oricare dintre cele două montaje, rândurile de taste sunt selectate de biții de la intrarea A, B sau C a lui HCT138. Combinația acestor biți stabilește care dintre ieșirile Y0 ÷ Y7 va trece în starea L. Atâta vreme cât nu este apăsată nici o tastă, intrările lui HCT148, din fig. 1, sau HCT147, din fig. 2, sunt în starea H. Când se apasă o tastă, informația binară inversată de la ieșirea circuitelor integrate indică despre ce tastă este vorba.

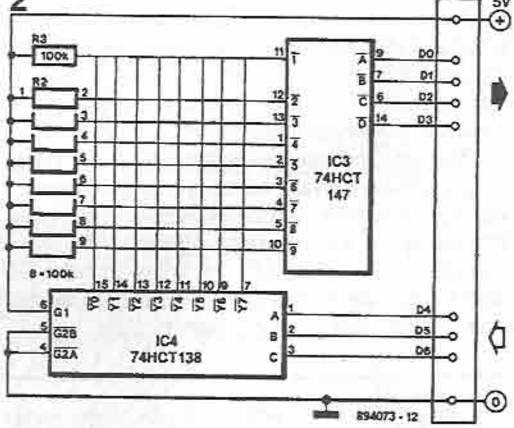
În fig. 1, intrarea a lui HCT148 nu este folosită, deoarece codul asociat acestei intrări este același cu cel generat atunci când nu este apăsată nici o tastă. Ieșirea, pinul 14 al acestui circuit integrat, este utilizată pentru detectarea apăsării unei taste. În momentul când se apasă una dintre taste, ieșirea trece în starea logică „jos".

În fig. 2, patru de „1" la ieșire indică faptul că nu a fost apăsată nici o tastă.

1

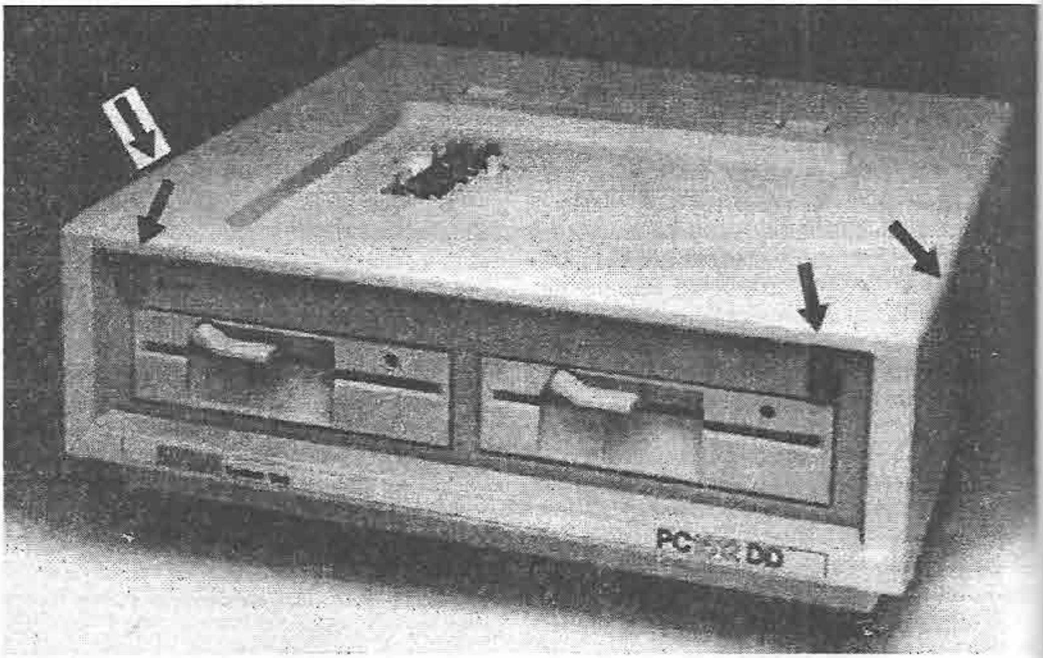


2



159 *Comutator de reset inaccesibil copiilor*

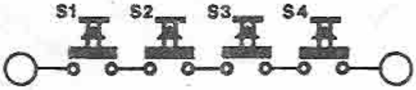
Comutatorul de reset al unui calculator reprezintă o comandă extrem de importantă. În cazurile în care o instrucțiune de operare amenință să ruineze gestionarea internă a calculatorului, butonul de reset rămâne adesea singura cale de evitare a unui posibil dezastru. Pe de altă parte, poate fi chiar el cauza unui dezastru. Este suficientă o singură apăsare inoportună a sa, pentru ca multe ore de muncă să fie anihilate într-o clipită, în cazul în care nu



vă salvați lucrarea cam o dată la fiecare sfert de oră.

Nu este mai puțin adevărat că oricui i se poate întampla un astfel de accident, dar este deosebit de important ca accesul întâmplător al copiilor sau al animalelor de casă, la acționarea acestui buton, să fie împiedicat.

Montajul pe care vi-l propunem aici ar putea pune capăt îngrijorării dumneavoastră în această direcție. Apăsarea unui singur buton de reset este înlocuită cu acționarea simultană a patru comutatoare. Posibilitatea ca acest lucru să fie realizat accidental de un copil sau animal de casă este atât de mică încât o putem neglija.



894011-11

Cele patru comutatoare vor fi amplasate în poziții care să facă imposibilă actionarea lor cu o singură mână. În schimb, două dintre ele trebuie să poată fi apăsate cu degetele unei mâini iar celelalte două – cu degetele de la cealaltă mână.

După cum se vede din schemă, cele patru comutatoare sunt legate în serie și au rolul de a-l înlocui pe cel existent.

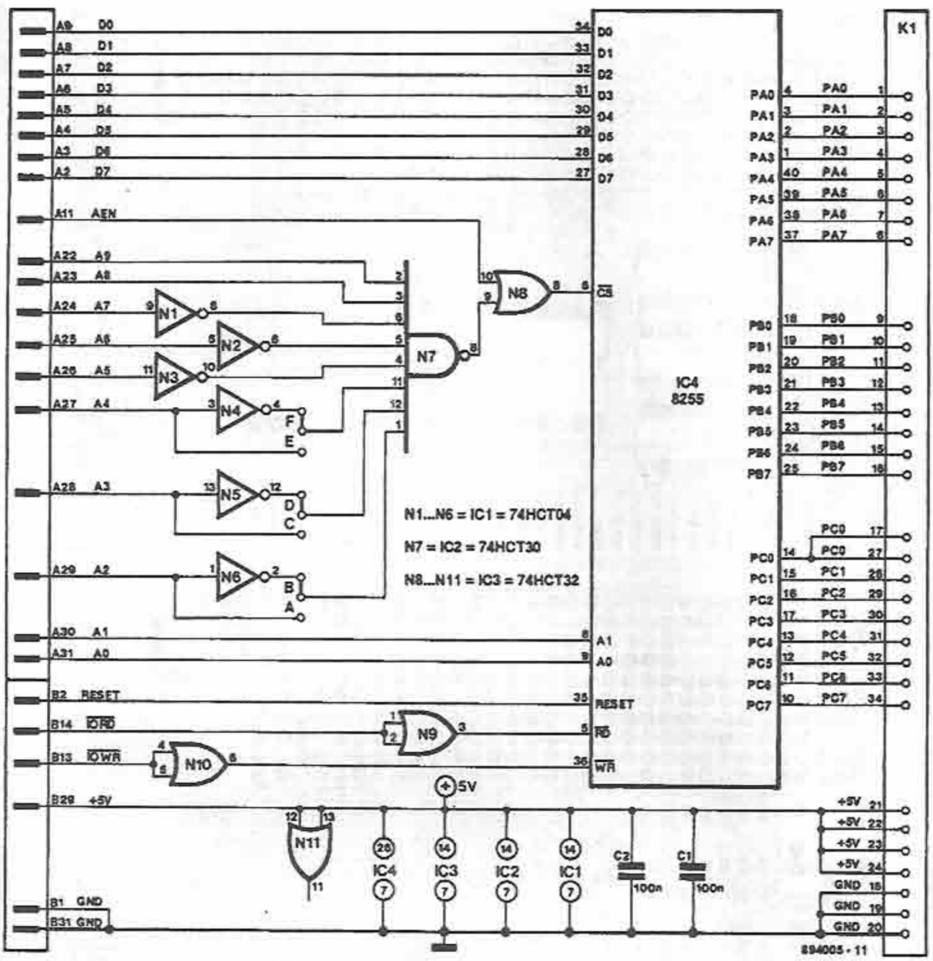
160 *Placă I/O de dimensiuni mici*

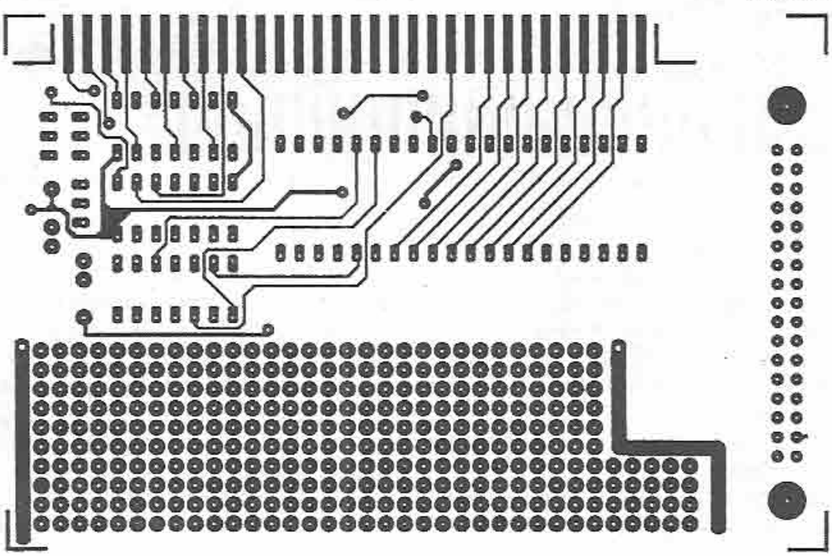
Deși placa I/O prezentată aici este de dimensiuni mici, ea pune la dispoziție nu mai puțin de 24 de linii I/O, pentru diverse aplicații.

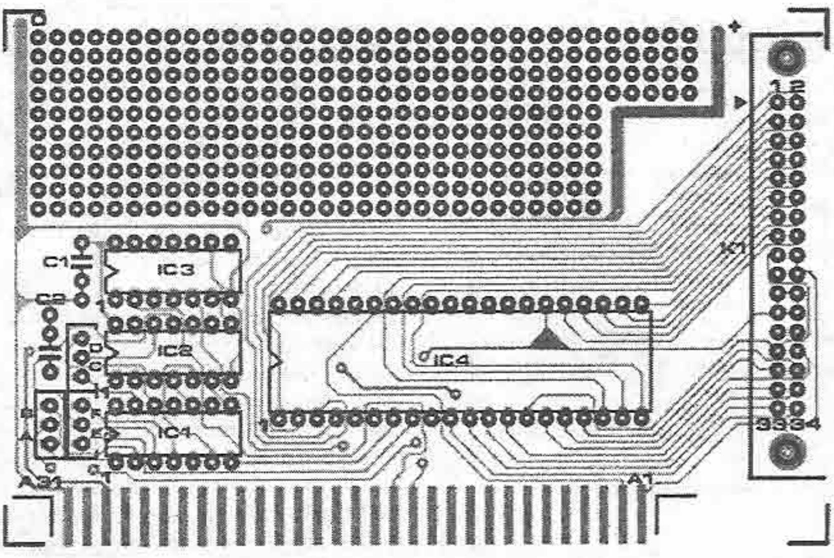
Dacă respectivul calculator are suficiente sloturi, se pot instala în interiorul lui până la opt astfel de plăci.

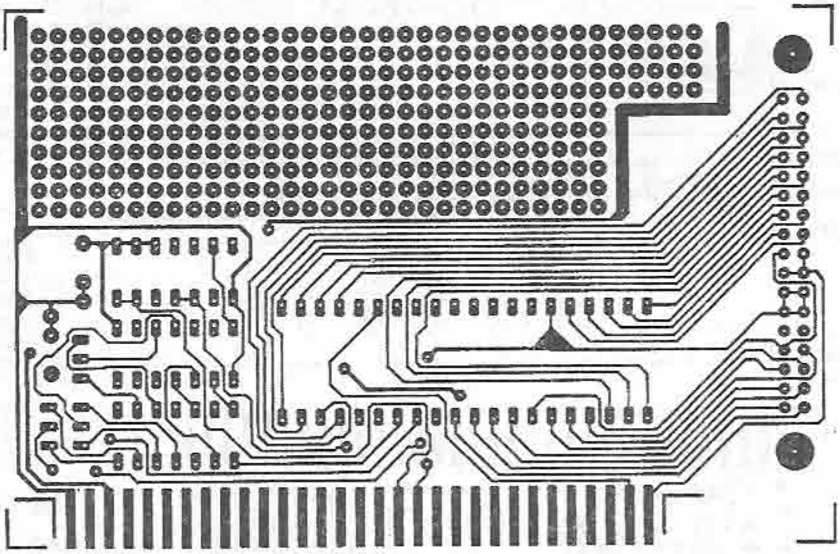
Montajul este destul de simplu: un decodor de adresă și un circuit integrat de I/O. Adresele sunt cele date în tabelul alăturat. Circuitul este realizat pe o placă de circuit imprimat dublu placat ale cărui dimensiuni dimensiuni sunt puțin mai mari decât ale conectorului K1.

Întreg spațiul neutilizat de pe placă este acoperit cu insule cositorite pentru uzul celor împătimiți de experimentări. Când montați placa, asigurați-vă de următorul aspect: conectorul K1 trebuie să fie situat înspre deschiderea din carcasa calculatorului.


K1
IC4
8255
N1...N6 = IC1 = 74HCT04
N7 = IC2 = 74HCT30
N8...N11 = IC3 = 74HCT32
AEN
RESET
IORD
IOWR
+5V
GND
5V
C2
100n
C1
100n
894005 - 11







Pentru a menține scăzute costurile, placa, deși dublu-placată, nu are metalizate și interioarele orificiilor, și, din acest motiv, este recomandabil ca IC1 ÷ IC3 să fie lipite direct pe placă. Pentru IC4 poate fi folosit un soclu, cu condiția ca pinii să fie lipiți cu letconul pe ambele fețe ale cablajului imprimat.

Din cauza lipsei de spațiu, nu vă putem oferi aici informații asupra modului de programare a cipului I/O „8255" utilizat, dar puteți lua aceste date din specificația tehnică a dispozitivului. Se mai poate consulta de asemenea, lucrarea „Data Sheet Book 2", editată de Elektor, și Ref. 1.

Ref. 1 „I/O extension card for IBM compatibles" – *Elektor Electronics*, iunie 1988, pag. 30, și iulie 1988, pag. 50.

Tabel	
Domeniul de adresă (hexazecimal)	Conectări prin jumpere
300-303	B, D, F
304-307	A, D, F
308-30B	B, C, F
30C-30F	A, C, F
310-313	B, D, E
314-317	A, D, E
318-31B	B, C, E
31C-31F	A, C, E

Listă de componente

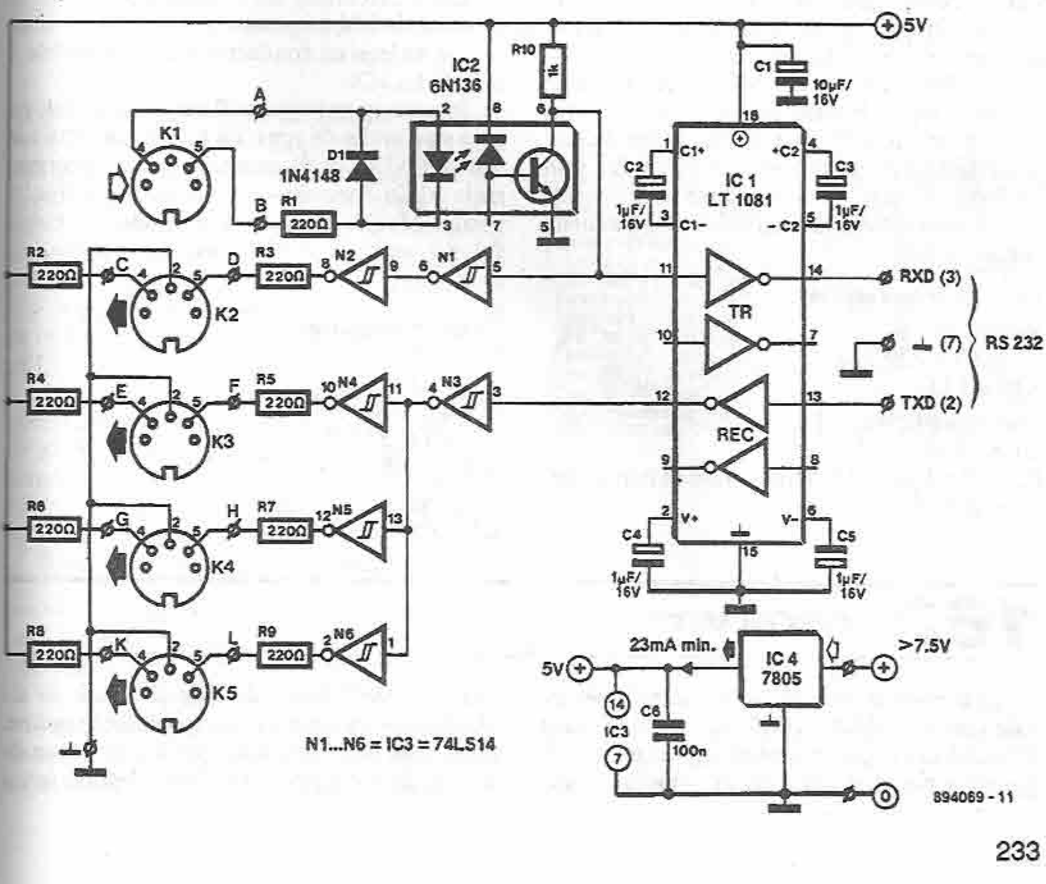
Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF

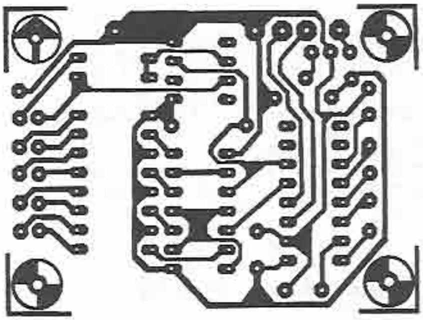
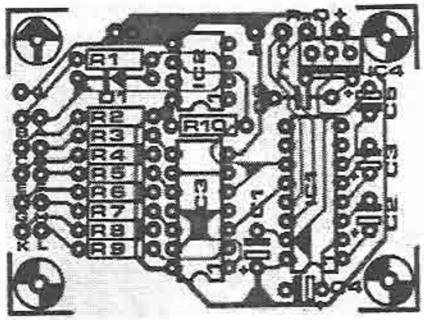
Semiconductoare:
IC1 = 74HCT04
IC2 = 74HCT30
IC3 = 74HCT32
IC4 = 8255

Diverse:
K1 = conector-tată cu 34 de pini în unghi drept

161 *Interfață MIDI pentru calculatoare Amiga*

Deși calculatorul Amiga nu se livrează cu interfață MIDI, din fericire nu este prea greu să fie convertită ieșirea sa RS232 într-una MIDI. Montajul care poate realiza aceasta este ieftin și complet compatibil cu interfețele de producție industrială, astfel că softul existent pe piață poate



foarte ușor să lucreze cu el.

Interfața MIDI este o interfață serială care utilizează o buclă de curent. Viteza pe acest canal serial este destul de înaltă: 31250 baud. Concepția pe care o are la bază Amiga îi permite calculatorului să lucreze la o astfel de viteză, ceea ce face să fie foarte simplă construirea interfeței. De fapt, ceea ce este necesar e un convertor care să translateze datele seriale de la interfața RS232 (tensiune) într-un semnal MIDI (curent). După cum se poate vedea și din schema montajului, sunt necesare doar câteva componente: trei circuite integrate, un optocuplor și câteva rezistențe și condensatoare.

K1, intrarea pentru MIDI, convertește curentul de la intrare într-o tensiune, prin optocuplorul IC2. O parte din datele seriale sunt preluate la ieșirea de tranzit MIDI (K2) prin bufferele N1 și N2. Restul de date sunt preluate de interfața RS232 prin circuitul său de comandă, IC1.

În același timp, datele seriale de la calculato sunt aplicate la trei ieșiri MIDI, prin porțile de comandă.

Datorită lui IC1, montajul este protejat împotriva tensiunilor care apar pe interfața RS232 și, deci, poate fi utilizat în combinație cu alte calculatoare.

Conexiunile de la placă spre diferitele magistrale DIN trebuie realizate manual. Plantarea propriu-zisă cu componente a plăcii nu prezintă probleme deosebite.

Dacă dispunem de o sursă stabilizată de tensiune de 5 V, ne putem lipsi de IC4. În acest caz, se va lega un conductor între terminalele 1 și 2 ale lui IC4.

În ceea ce privește utillizarea interfeței, nu prea sunt multe de spus. Ea trebuie conectată la ieșirea RS232, după care oricare dintre programele MIDI speciale – cum sunt Aegis Sonix, Studio Magic, Musi Mouse și altele – pot fi folosite pentru a ne oferi multe ore plăcute.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 ÷ R9 = 220 RΩ
R10 = 1 kΩ

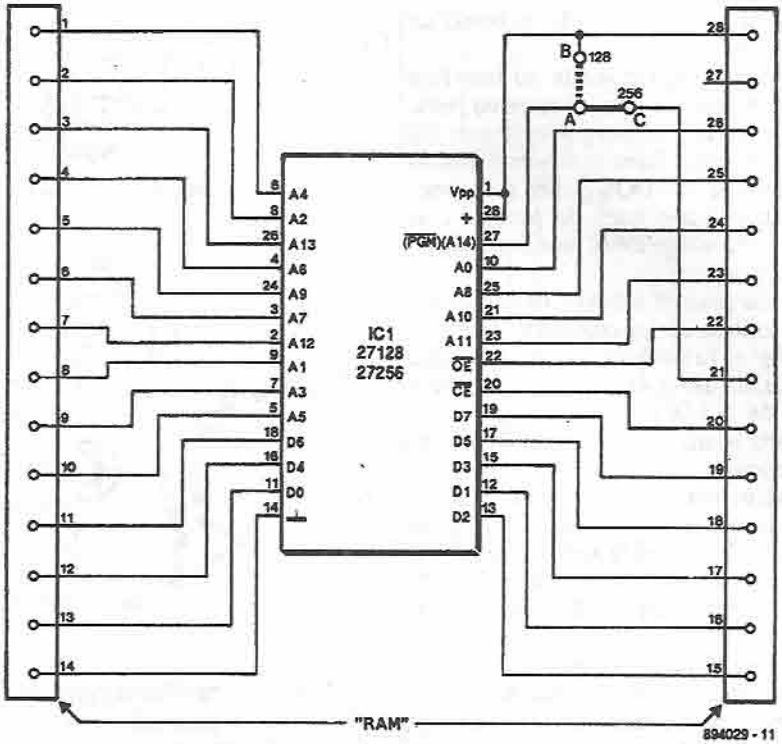
Condensatoare:
C1 = 10 µF / 16 V
C2 ÷ C5 = 1 µF / 16 V (cu terminale de implantare)
C6 = 100 nF

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
IC1 = LT1081
IC2 = 6N136
IC3 = 74LS14
IC4 = 7805

Diverse:
K1 ÷ K5 = DIN cu 5 pini

162 *EPROM MSX*

„Extensia RAM de 64 kiloocteți pentru calculatoare MSX" (Ref. 1) poate îngloba EPROM-uri, dar există, totuși, o mică problemă. Pentru a menține configurația plăcii cât mai simplă posibil, liniile de date și de adrese ale plăcii de extensie nu au fost conectate în ordine. Memoriile RAM nu dau prea multă bătaie de cap, și, în principiu, nici EPROM-urile, totuși



programarea lor devine puțin cam încâlcită. Pentru a evita aceasta, se poate utiliza placa auxiliară prezentată în figură, care garantează că liniile de adrese și de date sunt conectate la pinii corespunzători ai circuitului integrat. Cu ajutorul unei punți conductoare, placa poate fi adaptată la două tipuri de EPROM-uri. Cu o legătură între A și B, poate fi folosit un EPROM de tip 27218 de 16 K; cu legătura între A și C – se poate utiliza un EPROM de 32 K.

Cele două memorii RAM de pe placa de extensie ocupă, fiecare, câte două pagini (un total de 32 K) în spațiul de adrese (paginile 0/1 și, respectiv, 2/3). Ca urmare, când folosim un EPROM de tip 27128, datele apar de două ori pe ambele pagini.

Ref. 1 *Elektor Electronics*, iulie 1988.



163 *Reset pentru imprimantă*

Atunci când, în timpul tipăririi de pe calculator, ceva nu este în regulă în ceea ce privește imprimanta – de exemplu, se agață hârtia – în mod normal, singura cale de a opri această funcționare defectuoasă este deconectarea imprimantei de la rețea. Metoda este eficientă

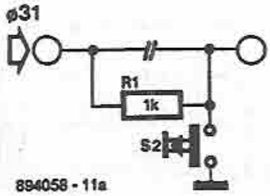
dar, cu siguranță, nu și elegantă: un buton de reset în schimb este.

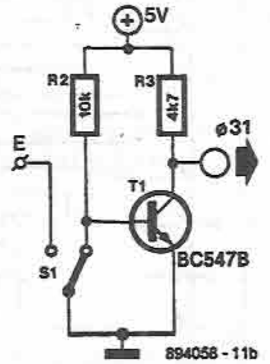
Aproape toate imprimantele cu interfață Centronics sunt prevăzute cu o intrare de reset, la pinul 31 al conectorului Centronics (consultați manualul de utilizare). Acea intrare este utilizată în multe sisteme MS-DOS pentru poziționarea imprimantei într-o stare de pornire clar definită și, în același timp, pentru golirea memoriei-tampon.

Intrarea mai poate fi folosită, de asemenea, pentru a conecta la ea un comutator de reset. Schema din figura 1a arată cum poate fi construit, relativ simplu, un astfel de comutator. Prezența rezistenței de 1 kΩ înlătură posibilitatea scurtcircuitării ieșirii calculatorului în timpul resetării imprimantei.

Utilizatorii montajului buffer de imprimantă, publicat anterior în revista Elektor (Ref. 1), pot atașa comutatorul de reset la acel buffer sau pot extinde comutatorul existent astfel încât imprimanta să fie resetată simultan cu memoria ei tampon.

Montajul este conectat la contactul neutilizat al lui S1 din bufferul de imprimantă. Comutatorul de reset deja existent poate fi extins așa cum se vede în fig. 1b.



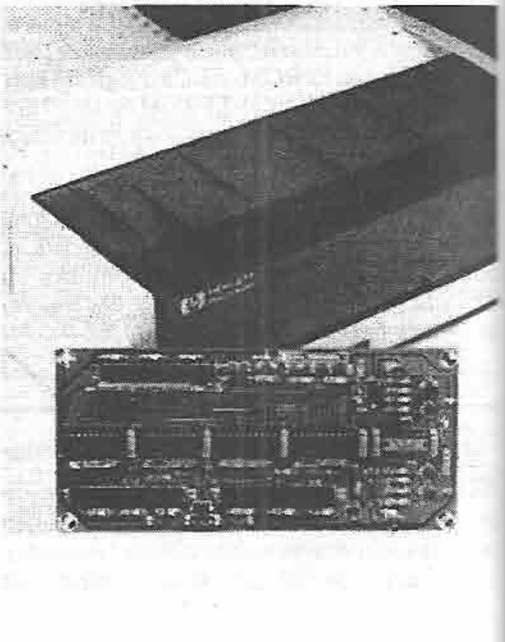


Ref. 1 „Centronics-compatible printer buffer" „Buffer de imprimantă compatibil Centronics", Elektor Electronics, martie 1989, pag. 21.

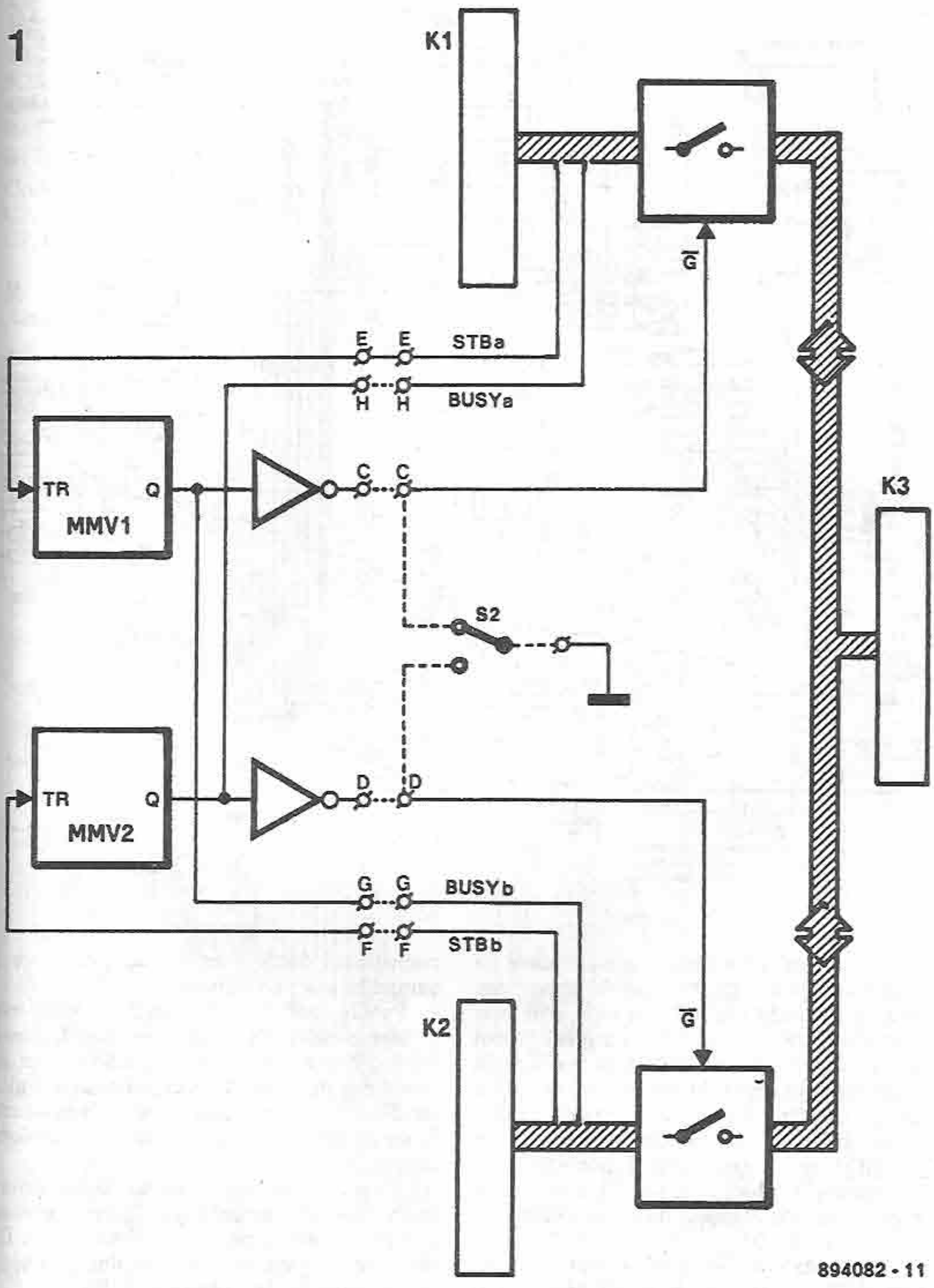
164 Conectarea automată a unei imprimante

Titlul acestui articol este oarecum incomplet, deoarece montajul descris aici permite nu numai ca două calculatoare să folosească o aceeași imprimantă, ci și ca două imprimante să fie conectate simultan la un calculator.

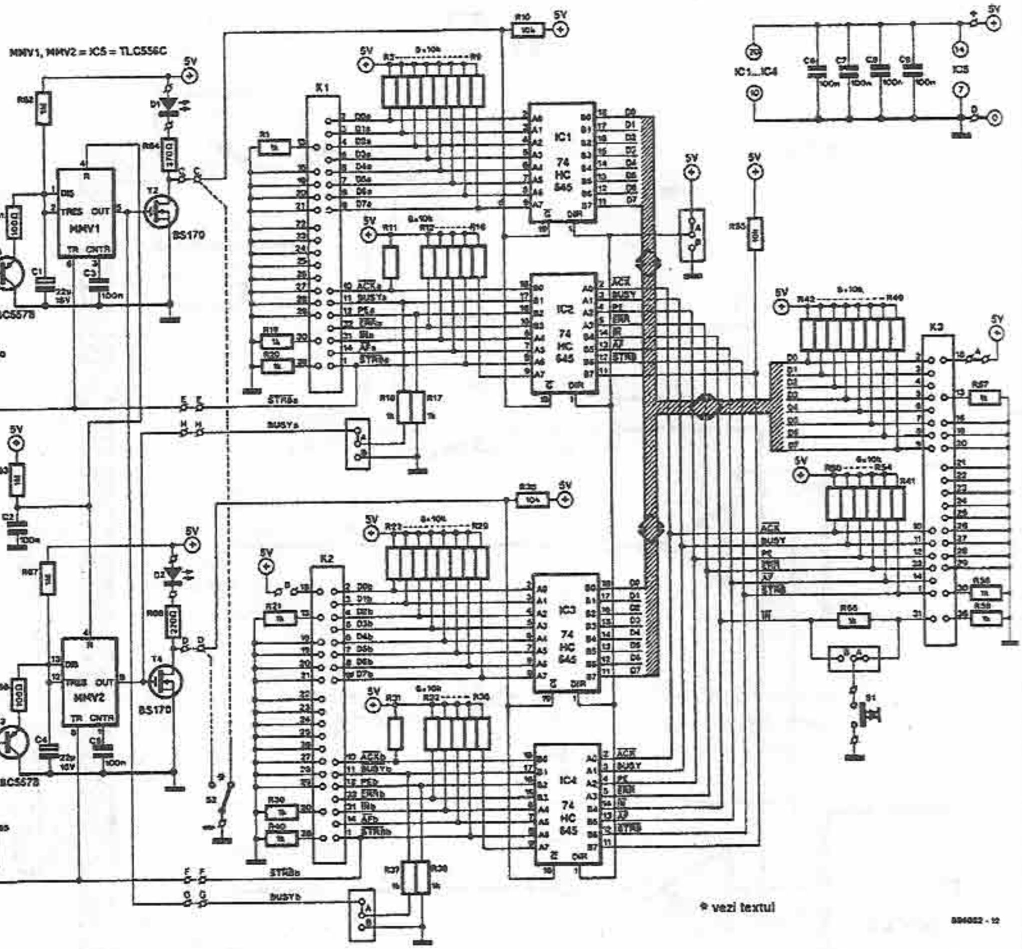
Modul de operare a circuitului este ilustrat în fig. 1. În varianta a două calculatoare împărțind o singură imprimantă, comutatorul S2 poate fi îndepărtat, deoarece rolul lui este acela de a alege una din două imprimante. Îndată ce unul dintre calculatoare începe să tipărească, multivibratorul redeclanșabil asociat acestuia va fi declanșat. Simultan, comutatorul electronic prin care trebuie să treacă datele se închide și intrarea BUSY a celui de-al doilea calculator trece în starea H. Deoarece MMV-urile sunt redeclanșabile, această stare va persista atâta vreme cât calculatorul continuă să tipărească, plus încă 30 de secunde (adică, timpul caracteristic monostabilului). Un LED va arăta care imprimantă este selectată.



1


K1
G
E
E
STBa
H
H
BUSYa
TR
Q
MMV1
C
C
K3
S2
TR
Q
MMV2
D
D
G
G
BUSYb
F
F
STBb
K2
G
894082 - 11

2



Din păcate, selectarea automată poate da naștere unor probleme, dacă folosiți un program care, în perioada tipăririi, are nevoie de mai mult de 30 de secunde pentru a prelucra noi date relative la imprimantă. Cea mai simplă rezolvare a acestei probleme este aceea de a se ajunge la o înțelegere cu utilizatorul celui de-al doilea calculator. De asemenea, este posibil să se mărească timpul monostabilului prin creșterea valorii lui C1 și C4, însă această variantă are dezavantajul de a face comutarea foarte înceată.

Dacă este necesar ca două imprimante să lucreze cu un calculator, MMV-urile vor fi înlocuite cu comutatorul S2.

Schema montajului, cea din fig. 2, pare mai complicată decât este de fapt, din cauza numărului mare de rezistențe.

Punțile conductoare A sau B sunt prezente în diferite locuri: ele determină direcția în care o vor lua datele. Când este utilizată legătura A, sensul este de la cele două calculatoare la unica imprimantă, în timp ce, dacă sunt montate punțile B, sensul este de la un calculator către cele două imprimante.

Montajul este alimentat de la una dintre imprimante: în funcție de configurație, aceasta este imprimanta conectată la K2 sau la K3. De remarcat că, dacă este folosită numai o imprimantă, ea nu poate fi conectată la K1.

Tot de configurație sunt dependente și punțile conductoare C până la H, care vor fi

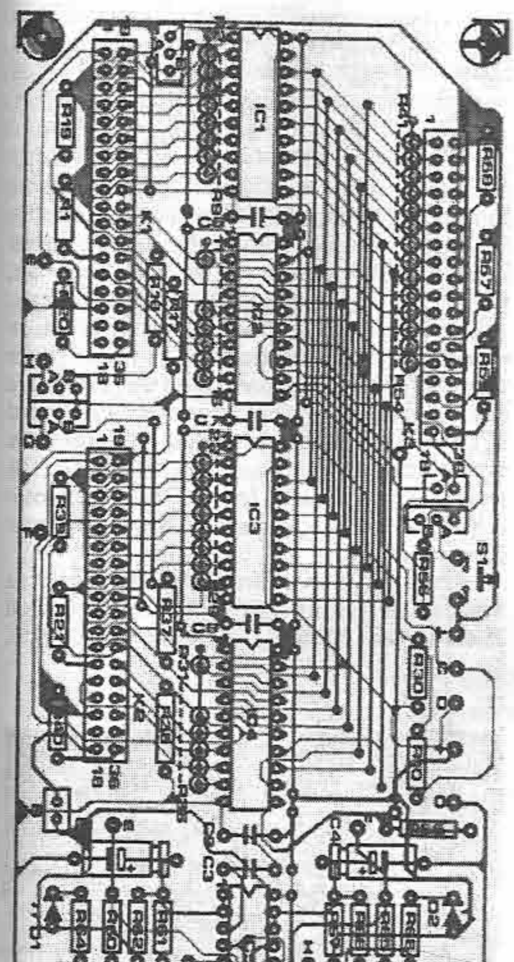
Listă de componente

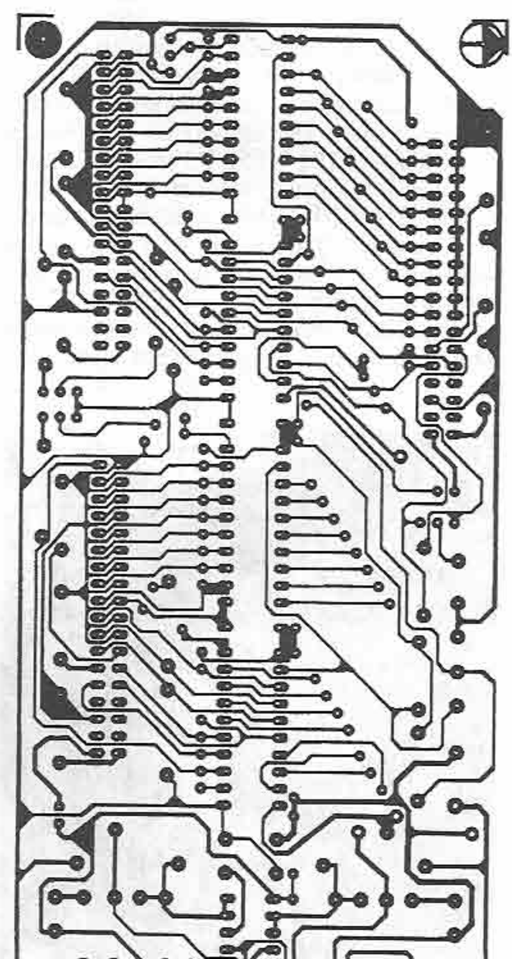
Rezistențe:
R1, R17 ÷ R21, R37 ÷ R40, R56 ÷ R59 = 1 kΩ
R2Ω ÷ R16, R22 ÷ R36, R41 ÷ R55,
R60, R65 = 10 kΩ
R61, R66 = 100 Ω
R62, R63, R67 = 1 MΩ

Condensatoare:
C1, C4 = 22 µF / 16 V
C2, C3, C5 ÷ C9 = 100 nF

Semiconductoare:
IC1 ÷ IC4 = 74HC645
IC5 = TLC556
T1, T3 = BC557B
T2, T4 = BS170
D1, D2 = LED

Diverse:
S1 = buton cu contact normal deschis
S2 = comutator cu două poziții
K1 ÷ K3 = conector tată cu 36 de pini
Placă circuit imprimat 894082





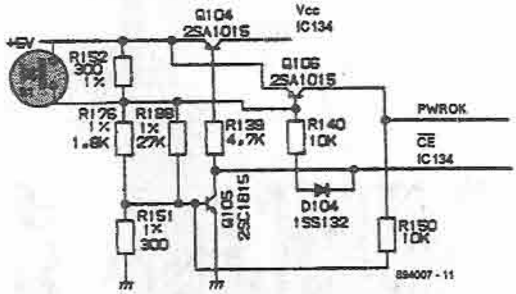
folosite numai dacă sunt montate și punțile A. În caz contrar, este montat S2, și partea de montaj aflată la stânga legăturilor C până la H este înlăturată.

Comutatorul de reset S1 are rolul de a opri imprimanta în caz de urgență.

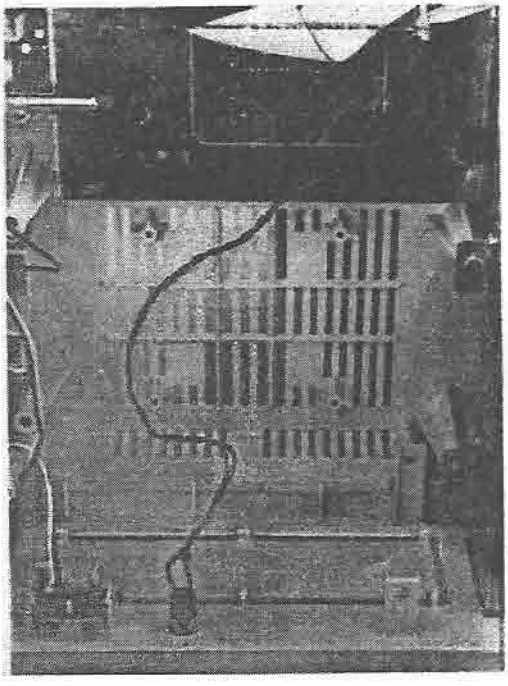
Datorită folosirii circuitelor integrate HCMOS, montajul consumă doar 50 mA.

165 *Reset pentru PC 1640*

PC 1640 face parte dintr-o serie de calculatoare compacte larg răspândite și apreciate ale firmei Amstrad. Din păcate, el are și o deficiență serioasă: lipsa butonului de reset. Însă, de data aceasta, din fericire, montarea ulterioară a unui astfel de buton nu este deloc dificilă, deoarece toate calculatoarele personale – și „1640" nu face nici el excepție – au circuit de reset.



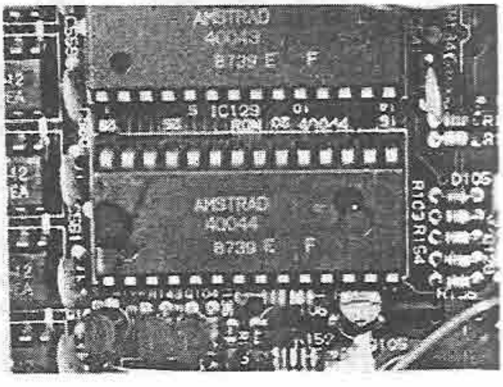
La „1640", montajul prezentat alăturat monitorizează nivelul tensiunii de alimentare. Această tensiune este eșantionată de divizorul de tensiune R151-R152-R176-R188. Dacă tensiunea de alimentare este prea scăzută, Q105 și, ca urmare, Q104, se blochează. De asemenea, și tranzistorul Q106 primește o tensiune de polarizare prea mică pentru a mai conduce. Intrarea de activare a memoriei CMOS, IC134, este legată la colectorul lui Q105, astfel că, atunci când Q105 este blocat, memoria este dezactivată.



În același timp, alimentarea memoriei este întreruptă cât timp Q104 este blocat.

Atunci când tensiunea de alimentare are nivel normal, Q105 începe să conducă. Simultan, Q104 și Q106 primesc pe bază un curent suficient pentru a se deschide. În acest fel, se conectează și alimentarea lui IC134, ceea ce are drept consecință anularea stării de inhibare a intrării de acces. Procesorul primește un semnal PWROK, care arată că nivelul tensiunii de alimentare este corect, astfel încât ciclul de resetare poate începe. Întregul calculator este inițializat, în timp ce liniile I/O sunt poziționate corespunzător.

Pentru a monta un buton de reset, se folosește semnalul PWROK, în modul prezentat în continuare. Dacă R152 este scurtcircuitată,



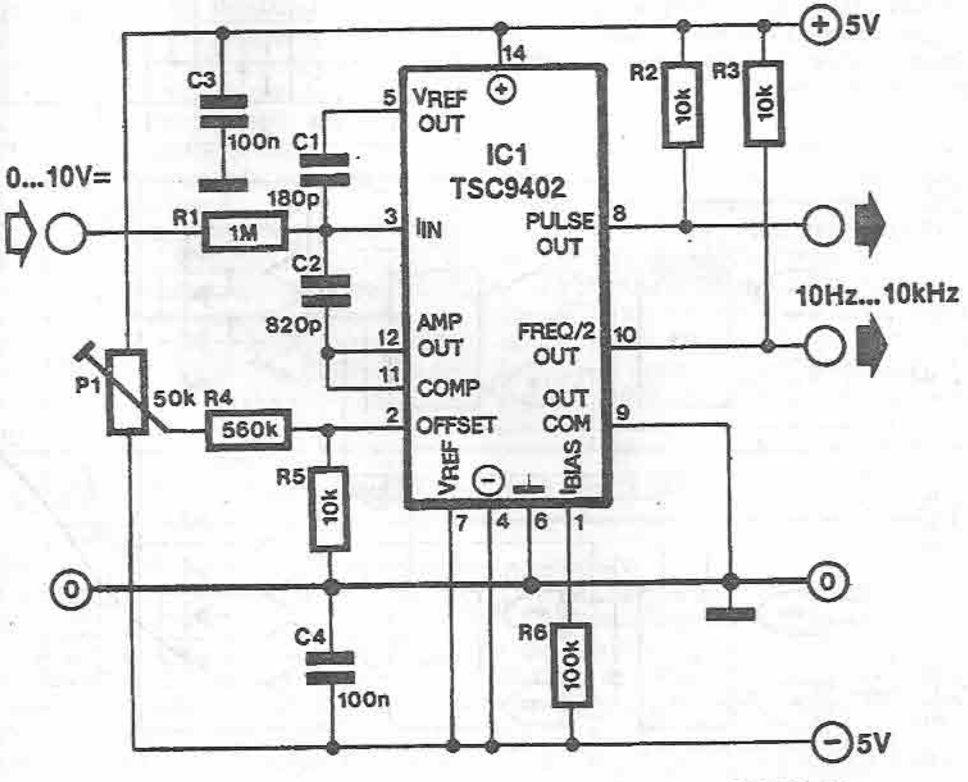
PWROK devine L și procesorul este resetat. Procesorul va porni rutina de reset doar când PWROK revine în starea H. Este, de fapt, exact același ciclu care funcționează când este repornit calculatorul. Cu alte cuvinte, tot ce are de făcut controlul de reset este să scurtcircuiteze rezistența R152. Facilitatea de reset poate fi înglobată destul de ușor, prin montarea, într-un punct convenabil de pe carcasa calculatorului, a unui simplu buton cu revenire, acționat prin apăsare, cu contact normal deschis. Conectați cele două borne ale comutatorului la cele două capete ale lui R152 (marcată clar pe placa de cablaj), prin două conductoare flexibile, de lungime mică – și asta este tot!

166 *Protecția împotriva resetării*

Majoritatea programelor de calculator avansate includ măsuri de prevenire a posibilelor instrucțiuni nedorite. Răspunsurile de genul „Sunteți sigur?" sau „Doriți într-adevăr să ieșiți din program?" ne sunt familiare, tuturor. Însă nici chiar cel mai „deștept" program nu poate preveni acționarea accidentală a comutatorului de reset și consecința acesteia, constând din date pierdute și fișiere închise incorect, care duc la gâtuirea zonelor de alocare de pe hard-disc.

Însăși amplasarea butonului de reset pe panoul frontal, la multe calculatoare, predispune – în mod natural – la astfel de manevre nedorite. Deci, în mod evident, luarea unor măsuri de protecție împotriva resetării este o necesitate, nu un lux.

În mod obișnuit, comutatorul de reset este conectat la placa de bază a calculatorului prin intermediul a două conductoare. Unul dintre acestea este la potențialul masei, iar celălalt este



legat la circuitul de reset. Montajul de protecție, prezentat în figură, va fi inserat între comutatorul de reset și placa de bază. Conexiunea de masă a calculatorului trebuie legată la terminalul M al circuitului de protecție. Alimentarea acestuia din urmă va fi preluată de la cea a calculatorului.

O dată montat circuitul de protecție, acționarea comutatorului de reset nu va avea ca rezultat o resetare imediată a calculatorului, ci va începe să sune un buzer, pentru a vă avertiza asupra comenzii de reset. Buzerul este acționat timp de patru secunde de monostabilul IC1a, care este declanșat de comutatorul de reset. Pe durata acestor patru secunde, ieșirea lui IC1a, pinul 5, asigură dezactivarea funcției de reset a lui IC1b, pinul 10.

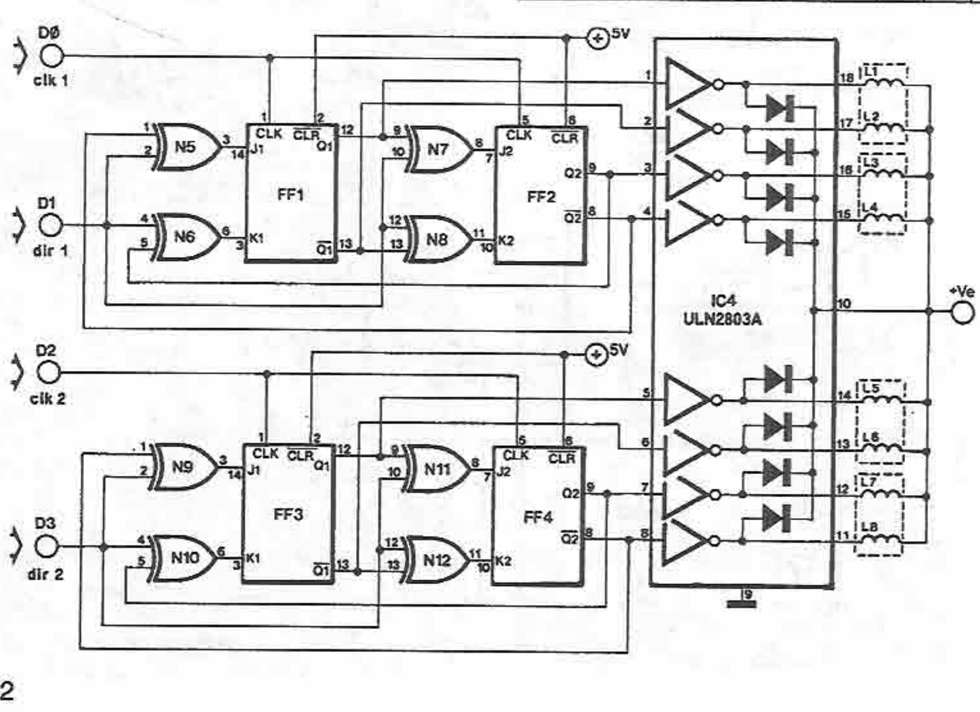
Dacă, după aceea, comutatorul de reset este acționat din nou, monostabilul IC1b va fi declanșat și acest lucru va duce la începerea procedurii de resetare. Ca urmare, tranzistorul T2 se deschide timp de o jumătate de secundă și buzerul este dezactivat, prin R11 și D4.

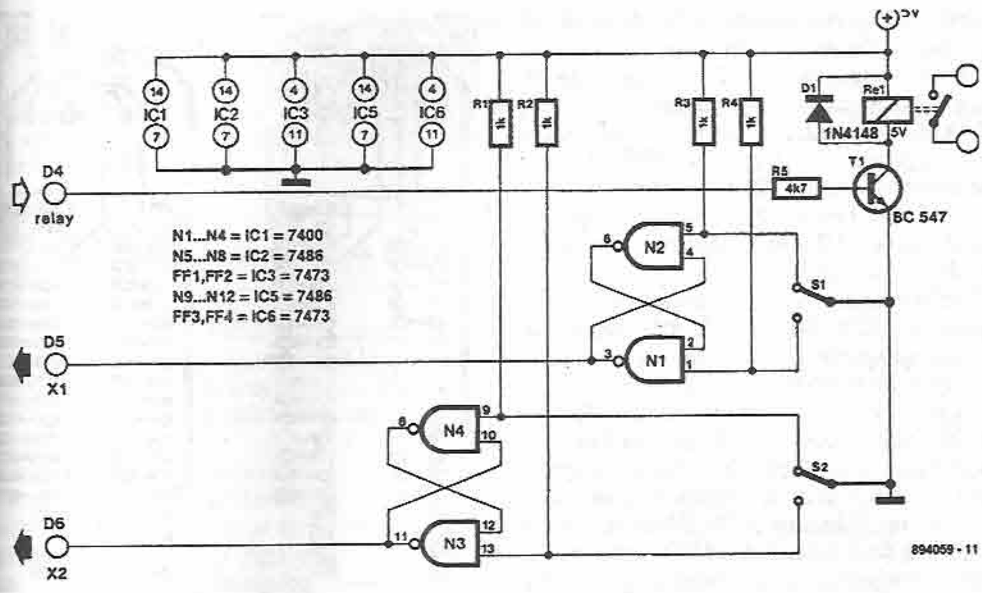
Circuitul aferent lui T1 și N4 creează condițiile ca IC1a să poată accepta din nou impulsurile de declanșare, la zece secunde după ce s-a scurs timpul de acționare al lui IC1b. Datorită acestei proceduri, copiii, de exemplu, nu vor mai putea declanșa operația de resetare.

167 *Interfață X-Y pentru plotere*

Acest montaj, cu un preț destul de scăzut, poate comanda două motoare pas cu pas și un releu – prin date de comandă digitale provenite de la un calculator. În plus, el poate să detecteze pozițiile a două microîntrerupătoare și să furnizeze calculatorului nivelurile logice respective. Toate aceste proprietăți fac din montajul prezentat o interfață ideală pentru utilizarea ca ploter X-Y sau pentru construirea unui vehicul-robot.

Impuls de pas	Motor 1				Motor 2			
	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1
3	0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1	0





Circuitul integratul IC1 este configurat ca două latch-uri „set-reset" (S-R) care elimină vibrații de contact ale celor două microîntrerupătoare, S1 și S2, a căror poziție este detectată de biții, D5, respectiv D6, ai portului de citire al calculatorului. Circuitul de comandă a releului, construit cu T1 și componentele aferente, poate comuta în pozițiile „activ" și, respectiv, „inactiv", un cap de desenare comandat prin solenoid sub controlul bitului de port 4.

Comanda motorului este realizată de porțile XOR, N5 ÷ N12, bistabilele FF1 ÷ FF4 și circuitul integrat de comandă a bobinelor motorului, IC4. Acest ansamblu poate comanda două motoare pas cu pas, unipolare, în patru faze, lucrând la jumătate de pas – prin fixarea direcției de rotire cu ajutorul D1 și D3 și printr-o tranziție logică H-L pe bitul D0 sau D2. Funcțiile de comandă sunt rezumate în tabel. Circuitul de comandă a motorului, IC4, poate furniza 500 mA pe fiecare fază, la o tensiune maximă a motorului de 50 V. ULN2803A are diode interne de protecție împotriva t.e.m. generate de bobinajul motorului atunci când acesta este dezactivat.

Pentru ca interfața prezentată aici să poată fi controlată prin calculator, configurați portul I/O pentru cinci biți de ieșire, D0 ÷ D4, și doi biți de intrare, D5 și D6, și trimiteți către montaj semnalele de comandă adecvate.

Acest tip de interfață necesită două surse de alimentare de 5 V pentru circuitele logice și comanda releului și 12 V (pozitivă) pentru bobinajele motorului pas cu pas. L1 ÷ L4 reprezintă motorul 1, iar L5 ÷ L8 – motorul 2.

168 *Programator de EPROM de 1 sau 2 Mbit*

Din ce în ce mai multe calculatoare personale sunt prevăzute cu EPROM-uri de 1 Mbit sau 2 Mbit.

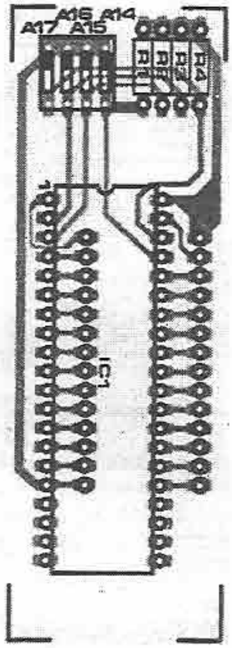
Programarea acestor dispozitive este ceva mai complicată decât a binecunoscutelor 27128. De asemenea, există puține programatoare pe piață capabile să lucreze cu aceste EPROM-uri mari, iar prețul lor este destul de ridicat. Cu ajutorul montajului pe care vi-l prezentăm aici, orice programator standard pentru 27128 poate programa și EPROM-urile de capacitate mare. Singura clauză impusă este ca EPROM-ul de mare capacitate să aibă o magistrală de 8 biți și un domeniu de adrese nesegmentat, deci, continuu – nu divizat în „blocuri": cu alte cuvinte, de tipul 8 x 128 kilobit sau 8 x 256 kilobit.

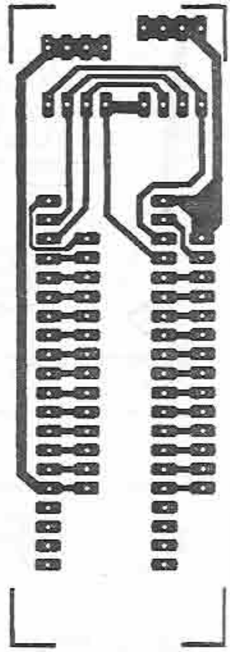
Din schema montajului se poate vedea că o parte din decodificarea adresei se efectuează cu

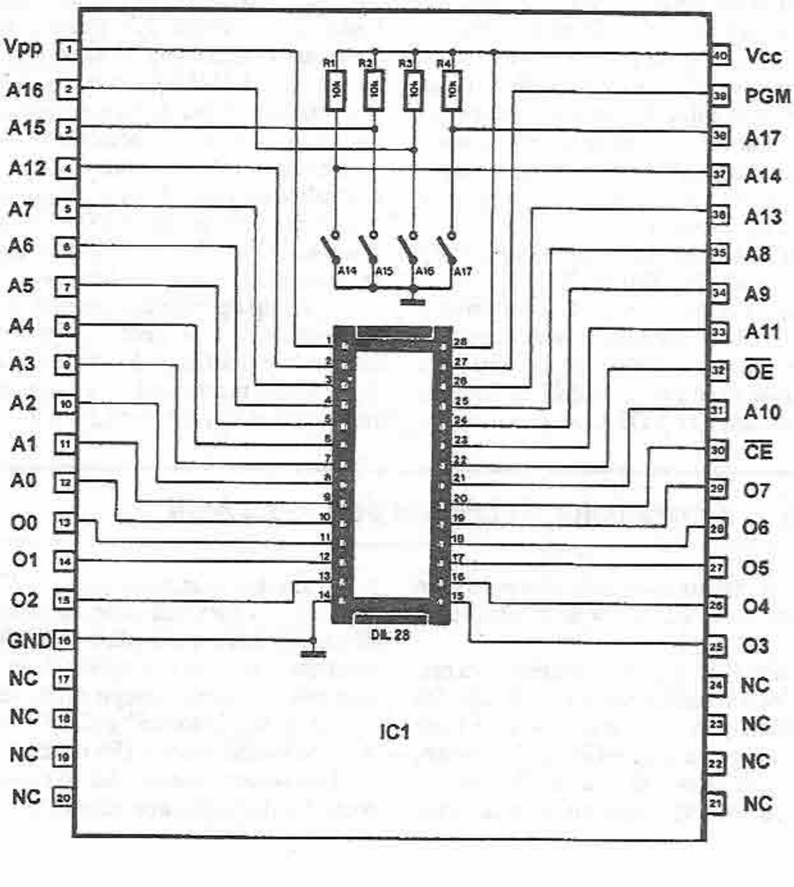
ajutorul a patru comutatoare DIP. Acest lucru este posibil deoarece, din exterior, singura diferență dintre un „27128“ și tipurile de capacitate mare constă în liniile de adresă A14, A15, A16 și, posibil, A17. Aceste comutatoare DIP configurează divizarea unui EPROM de 1 Mbit în opt blocuri de 128 Kbit (de remarcat că A17 nu există la tipul de 1 Mbit), în timp ce EPROM-ul de 2 Mbit este segmentat în șaisprezece blocuri de 128 Kbit.

Deci montajul pe care vi-l propunem permite programarea EPROM-urilor de mare capacitate în opt sau șaisprezece blocuri, ceea ce este mult mai simplu de realizat.

La început, când toate comutatoarele DIP sunt în poziția ON, introduceți EPROM-ul master (donor) în soclul ZIF (zero insertion force) și lansați citirea conținutului de către programator. Înlocuiți EPROM-ul donor cu EPROM-ul de 1 Mbit sau 2 Mbit, după caz, și începeți programarea lui. Această procedură trebuie repetată de opt ori (pentru 1 Mbit) sau







de șaisprezece ori (pentru 2 Mbit), de fiecare dată cu o poziționare diferită a comutatoarelor DIP.

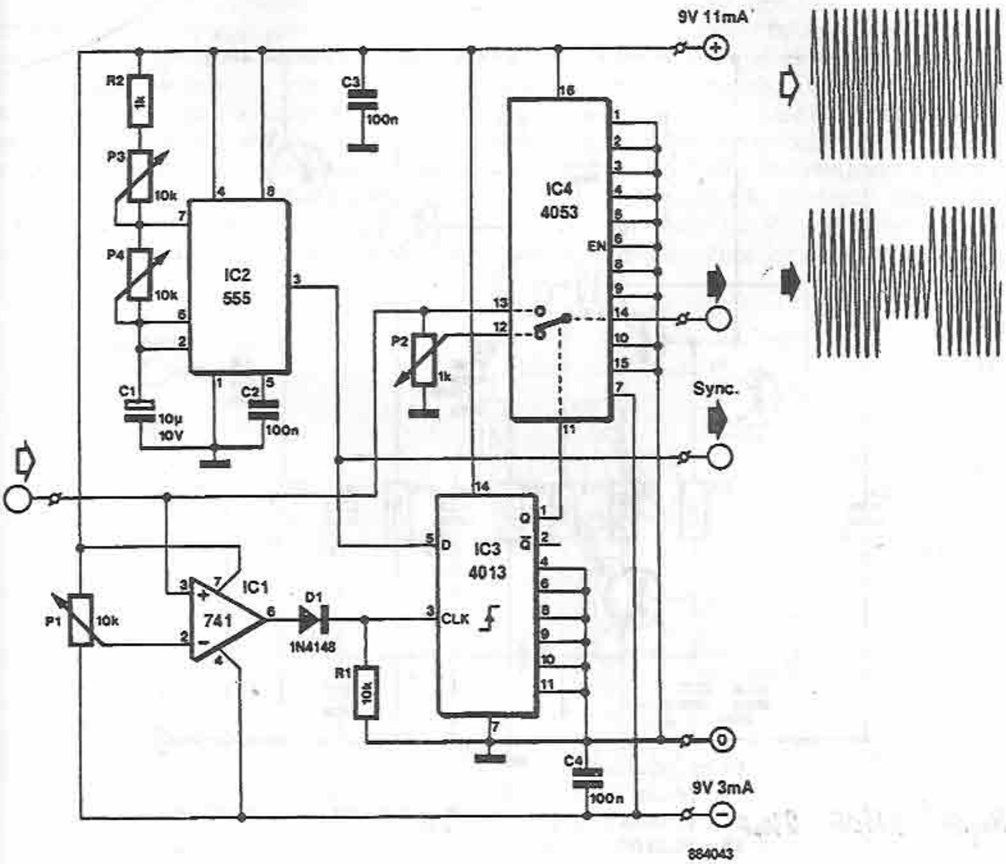
Realizarea practică a montajului este simplă. Utilizați un soclu ZIF: în acest fel, puteți insera și apoi scoate EPROM-urile de mai multe ori, fără să le distrugeți pinii. Din păcate, nu dispunem de astfel de socluri decât cu 40 de pini. Acesta este motivul pentru care opt pini, cei mai de jos în figură, nu sunt conectați.

Conexiunile dintre circuit și programator pot fi făcute, de exemplu, cu ajutorul unui conector pentru warpare.

169 Generator de burst

Generatorul de burst este indispensabil la testarea răspunsului dinamic al difuzoarelor și, în anumite cazuri, a amplificatoarelor de AF. Datorită faptului că difuzorului de testat i se aplică un număr de perioade de semnale sinusoidale – și nu un semnal continuu – sunt eliminate efectele nedorite, de reverberație, reflexie și ecou, care ar fi produse în cazul testului de cameră și sunt aproape inevitabil captate la testul cu microfon. În plus, burstul furnizează și o bună indicație a performanței difuzorului ceea ce privește răspunsul tranzitoriu al bobinei mobile rezonanța și dedublarea.

Semnalul de test, furnizat de un generator extern de semnal sinusoidal, este activat și dezactivat la, sau în jurul punctului de trecere prin zero, în funcție de reglajul controlului de fază, adică al lui P1. Amplitudinea pauzei poate fi stabilită cu P2, în vreme ce P3 și P4 sunt folosite la stabilirea duratei pauzei și, respectiv,



a burstului. Trebuie remarcat că reglajele acestor potențiometre interacționează, deci, pentru corecta lor aliniere, este nevoie de un osciloscop. Durata pauzei și a burstului nu depinde de semnalul de intrare. Aceasta înseamnă că numărul de cicluri furnizate de generator crește cu frecvența semnalului sinusoidal aplicat la intrare, evident, dacă nu se face reajustarea lui P3 și P4.

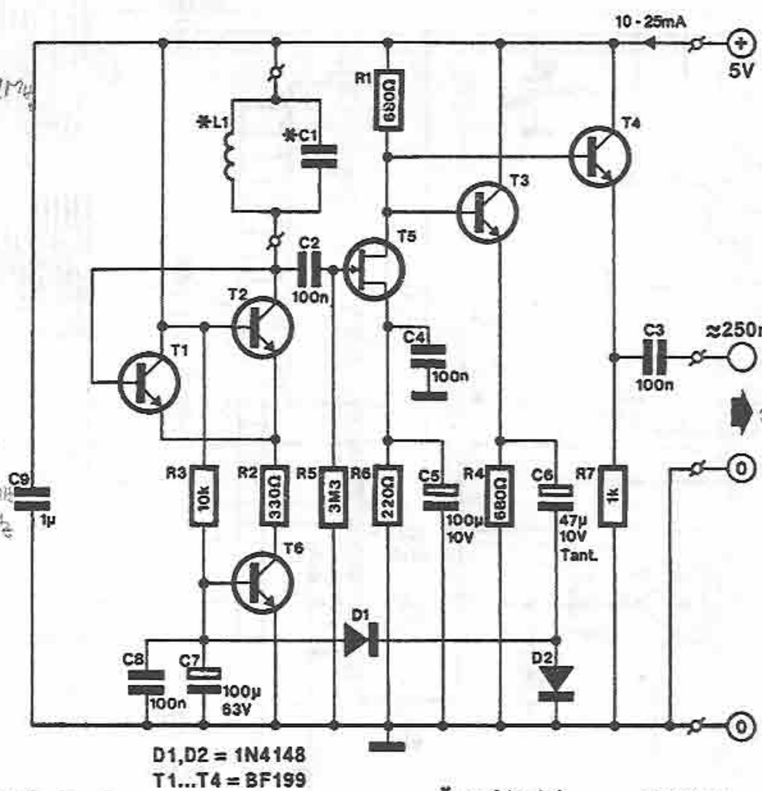
Comparatorul IC1 convertește semnalul sinusoidal de la intrare într-unul dreptunghiular. Comutarea are loc la o anumită amplitudine instantanee, stabilită cu P1. Intervalele de comutare sunt realizate de multivibratorul astabil IC2 și copiate în bistabilul IC3 pe primul front pozitiv, deoarece acesta corespunde frontului crescător al a semnalului de tact. Ieșirea Q trece în starea H, astfel încât polul comutatorului basculant IC4 este conectat la pinul 12 și, prin urmare, preia burstul sinusoidal atenuat.

Generatorul de burst ridică pretenții critice în ceea ce privește tensiunea de alimentare, atâta vreme cât aceasta se menține între ±5 V și ±9 V. Nu depășiți ±9 V căci, altfel, riscați să distrugeți circuitul integrat IC4.

170 Oscilator LC de joasă frecvență

Posibilitatea de a genera frecvențe joase cu ajutorul circuitelor LC nu este întotdeauna suficient apreciată. Montajul pe care vi-l propunem aici, dacă este realizat cu componente de bună calitate, poate fi utilizat pentru frecvențe de minim 150 Hz și, poate, chiar ceva mai mici.

Oscilatorul propriu-zis constă din T1 și T2, cu circuitul LC conectat în colectorul lui T2. Amplificarea este reglată cu ajutorul sursei de curent realizate în jurul lui T6.



D1,D2 = 1N4148
T1...T4 = BF199
T5 = BF256B
T6 = BC550C

* vezi textul

884070 - 10

Tensiunea pe circuitul acordat este preluată la o impedanță mare de intrare și amplificată de T5. Semnalul de ieșire al acestui FET este separat prin T3 și apoi redresat de D1-D2. Tensiunea continuă rezultată este utilizată pentru a comanda sursa de curent. Deoarece tensiunea redresată încă mai conține ondulații, la ieșirea montajului este atașat un alt buffer, T4.

Prin montaj se stabilește un curent de circa 20 mA, care, la frecvențe mai înalte, poate crește până la 25 mA. Impedanța sa de ieșire a fost menținută cât mai mică posibil pentru a se obține o lățime de bandă a oscilatorului cât mai largă.

Se pot folosi valori destul de mari ale inductanței, în cazul în care Q are o valoare rezonabilă. Mărimea condensatoarelor poate urca până la 10 μF, dar trebuie să remarcăm că nu pot fi utilizate cele electrolitice.

La prototip, L1 a fost de 150 mH și C1 de 6,8 μF: cu acestea, a rezultat o frecvență de 150 Hz. Oscilatorul generează unde perfect sinusoidale până la 7-8 MHz și lucrează corect cam până la 30 MHz, forma de undă nemaifiind însă perfect sinusoidală. Se poate lucra chiar la frecvențe mai mari, dar nivelul la ieșire va scădea față de valoarea nominală de 250 mV.

Montajul poate fi folosit la măsurarea condensatoarelor și bobinelor de valoare necunoscută, dacă, respectiv, cealaltă componentă din rețeaua LC este cunoscută. La calcul se va folosi formula: $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$

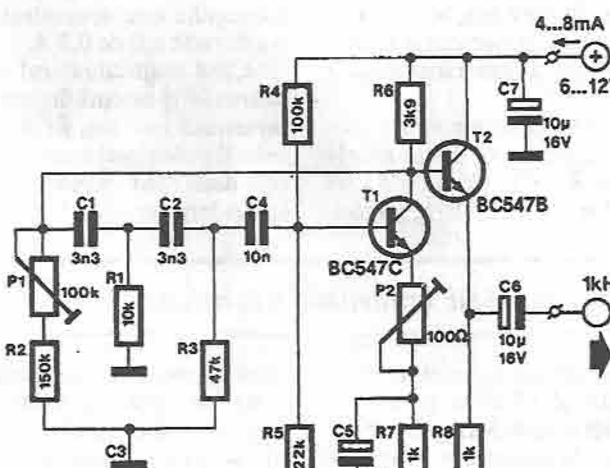
171 *Generator de semnal sinusoidal, model retro*

Din punctul de vedere al tinerilor ingineri și tehnicieni, un generator de undă sinusoidală este ceva pe care-l faci folosind un XR2206. În perioada dinaintea apariției circuitelor integrate, însă, generatoarele sinusoidale erau proiectate cu componente discrete. Ca urmare, generatorul pe care vi-l prezentăm acum are nu numai valoare nostalgică, ci și una educativă (și poate, de asemenea, necesară istoriei electronicii).

Frecvența de ieșire (fixă) este destul de stabilă la 1 kHz, iar distorsiunile, după reglaje corect făcute, vor fi sub 1%. Montajul se pretează a fi folosit ca generator de test audio sau ca generator în cod Morse, de antrenament, iar realizarea lui practică nu va costa prea mult.

Generatorul este de tipul denumit „dublu T“, care prezintă avantajul că nu necesită bobine. Oscilatorul propriu-zis, T1, este urmat de un repetor pe emitor, T2, care asigură o impedanță de ieșire suficient de scăzută.

Cu ajutorul lui P1, frecvența este reglată la 1 kHz, iar P2 reduce la minimum distorsiunile formei de undă. Cu P2 reglat pe rezistență minimă, amplitudinea semnalului de ieșire va fi



maximă, însă distorsiunile – apreciabile. Mărimea rezistenței va reduce distorsiunile, dar este posibil ca, atunci când P2 se apropie de valoarea sa maximă, oscilația să înceteze.

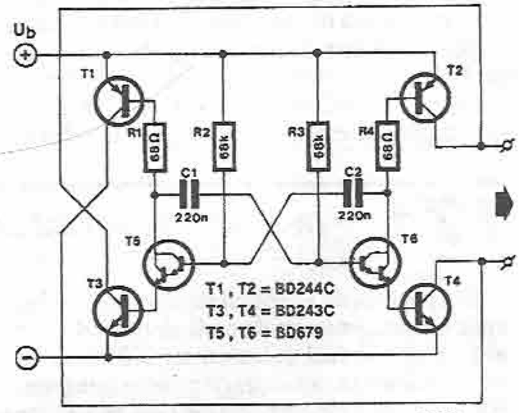
În aceste condiții, reglarea lui P2 reprezintă găsirea unui compromis între o distorsiune de valoare acceptabilă și oscilații sigure. Nivelul la ieșire depinde și el de reglajul lui P2: va fi cuprins între 1,5 V_{VV} și 3 V_{VV}.

Montajul va fi alimentat de la o sursă în gama 6 ÷ 12 V: o baterie PP3 (de 9 V) ar fi ideală. Consumul de putere este de 48 mW.

172 *Multivibrator de putere*

Această schemă simplă de multivibrator este remarcabilă prin înalta sa eficiență și prin capacitatea de a comanda sarcini relativ mari. Montajul furnizează un semnal dreptunghiular simetric, flotant în funcție de tensiunea de alimentare. T5, T6, R1, R2, C1 și C2 formează un multivibrator astabil. Curenții de colector ai lui T5 și T6 îl comandă pe T1 și, respectiv, T2, iar curenții de emitor îl comandă pe T3 și, respectiv, T4. Limitatorul de curent poate fi dimensionat în funcție de necesități, prin înlocuirea lui R1. Trebuie remarcat, totuși, că prin tranzistoare trec curenți relativ mari. De aceea, amplificarea lor în curent, h_{FE}, este destul de scăzută, astfel că punctul de limitare a curentului poate fi aproximat cu: $h_{FE(max)}(U_b - 1{,}4)/R1$. Cu R1 = 68 Ω, așa cum se vede în schemă, multivibratorul poate fi folosit pentru a comuta sarcini de până la 3 A. Frecvența de ieșire a oscilatorului poate fi aproximată cu 0,7/(R2 C), și este cam de 53 Hz, dacă R2 = 68 kΩ, C = C1 = C7 = 220 nF și U_b = 12 V (la 14 V: 50 Hz). Una din numeroasele aplicații ale multivibratorului de putere este convertorul de rețea alimentat de la baterie. În acest caz, bornele sale de ieșire vor fi conectate la bobinajul secundarului (de joasă tensiune) al unui transformator de rețea.

Prototipul montajului multivibrator a fost dimensionat pentru un curent de ieșire relativ mare, la 50 Hz, având R1 = 33 Ω; R2 = 2 x 68 kΩ, în paralel, iar C = 2 x 220 nF, în paralel.

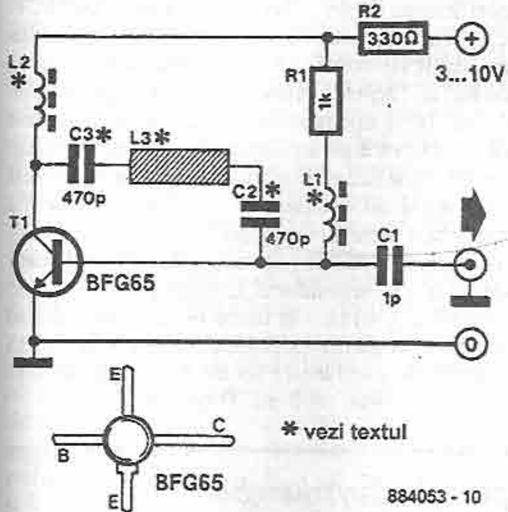


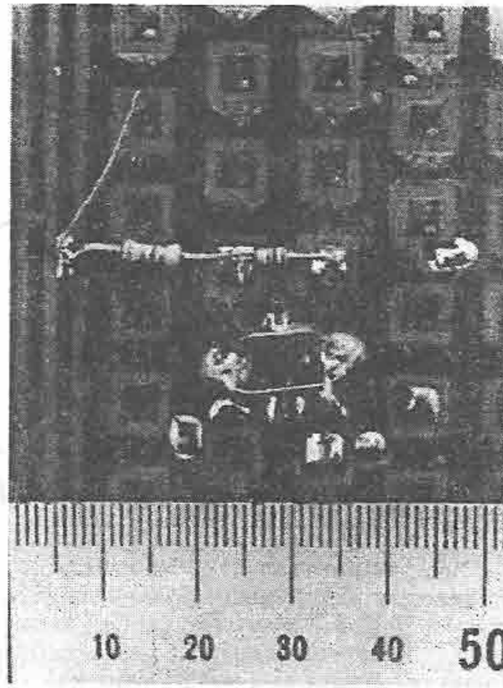
Conectat la un transformator de rețea de 9,5 V și 5 A, montajul a alimentat un bec de rețea de 40 W cu un semnal dreptunghiular cu tensiunea de aproape 240 V_{ef}. Tensiunea de alimentare și consumul de curent au fost de 14 V și, respectiv, 6 A, rezultând o eficiență acceptabilă, de circa 40%. La mersul în gol, consumul de curent al montajului este determinat de R1 și, la testări, s-a dovedit a fi de 0,3 A.

Când multivibratorul este folosit pentru a comanda o sarcină inductivă, ca în aplicația prezentată mai sus, fiecare tranzistor de ieșire trebuie să fie protejat contra vârfurilor de tensiune, prin două diode rapide de curent mare montate invers între terminalele de colector și emitor.

173 *Oscilator SHF controlat în tensiune*

Acest oscilator furnizează la ieșire un nivel cuprins între –10 dBm și +3 dBm, și poate fi acordat între 1250 MHz și 1800 MHz prin simpla modificare a tensiunii de alimentare. Modul de funcționare a circuitului se bazează pe faptul că frecvența de tranziție, f_T, a lui BFG65 se reduce când curentul de colector crește la aproape 10 mA. Frecvența de oscilație este determinată și de configurația fizică a bobinei L3, care este de tip „strip line", constituită din două conductoare cu Ø = 1 mm, paralele, argintate. Lungimea va fi stabilită prin încercări, pornind de la 13 mm.

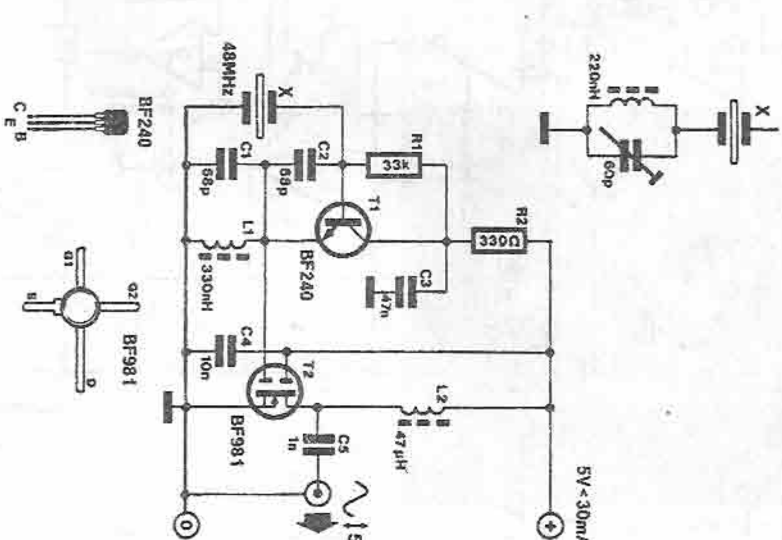




Şocurile L1 şi L2 sunt realizate din conductor de cupru emailat subţire (∅ = 0,2 sau 0,3 mm), având trei spire, bobinate pe o mică perlă de ferită (3 mm). Condensatoarele C2 şi C3 sunt de tip ceramic fără terminale (dreptunghiulare sau disc).

Oscilatorul SHF de test este ideal pentru reperarea rapidă a frecvenţei de intrare maxime utilizabile, de exemplu, la un frecvenţmetru a cărui specificaţie tehnică indică până la 1,2 GHz. În plus, poate fi utilizat pentru testarea etajelor de intrare de RF ale unităţilor de interior pentru recepţia TV prin satelit.

174 *Generator de tact de 48 MHz*



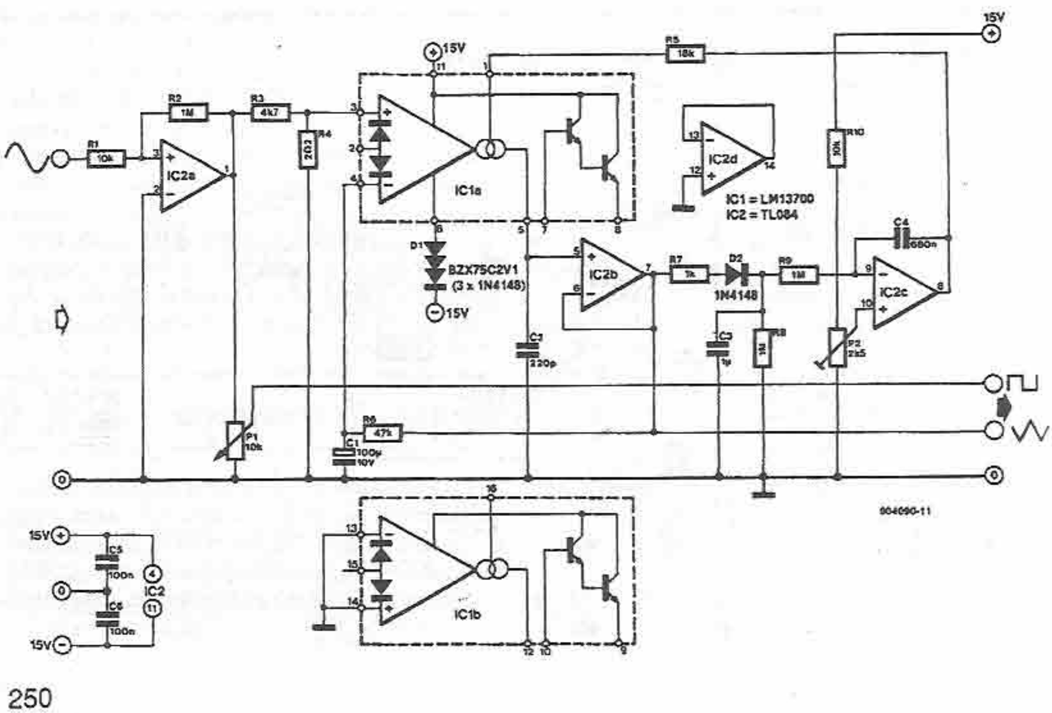
Datorită utilizării lor în calculatoare, cristalele de cuarț de 48 MHz au devenit, în mod curent, foarte ușor de procurat și la un preț relativ scăzut. Adesea, în calculator este nevoie de mai multe frecvențe de tact, care pot fi derivate de la oscilatorul central. Când acesta din urmă furnizează un semnal de 48 MHz trecut prin buffer, devine relativ simplu să adăugăm un circuit divizor care să livreze semnalele de tact de frecvențe mai joase, sincronizate în fază, având, de exemplu: 6, 8, 12, 16 sau 24 MHz. Evident, se evită astfel nevoia de cristale de cuarț suplimentar, cu oscilatoarele aferente, și, deci, se vor reduce cheltuielile pe linie de hardware.

Este destul de greu de obținut un oscilator performant de 48 MHz, cu porți HC sau HCT. Ca urmare, oscilatorul prezentat aici este construit cu componente discrete: tranzistoare de RF. El lucrează într-un domeniu cuprins între 44 MHz și aproape circa 52 MHz, folosind rezonanța serie pe armonica a treia a unor cristale de cuarț ieftine. Pentru acuratețea stabilirii frecvenței de oscilație la 48,000 MHz, se va conecta o rețea L-C paralel în serie cu cristalul, așa cum se vede în schemă, având însă și rolul de a „trage" oscilatorul la câțiva kilohertzi de această frecvență – în cazul în care este utilizat pentru a comanda un multiplicator de frecvență (lanțuri de oscilatoare locale în echipamentele de radioamatori pe 2 m, 70 cm sau 23 cm).

175 Convertor de semnal dreptunghiular/triunghiular

Numeroase generatoare de funcții au la bază un generator de undă dreptughiulară constând dintr-un trigger Schmitt, și un integrator. Ulterior, semnalul triunghiular produs de integrator este folosit la formarea unui semnal sinusoidal, cu ajutorul unei rețele de diode. Convertorul prezentat aici lucrează în sens invers. El convertește semnalul de la ieșirea unui oscilator sinusoidal de bună calitate într-un semnal dreptunghiular sau triunghiular.

IC2a va converti semnalul sinusoidal într-unul dreptunghiular. Deoarece acest semnal de ieșire variază între –15 V și +15 V, el va fi redus la o valoare adecvată integrării, prin intermediul divizorului de tensiune R3-R4. Apoi este integrat de amplificatorul transconductanță IC1a și de C2. Ieșirea în curent a amplificatorului este controlată de curentul prin pinul 1. Ca urmare,



ieșirea se comportă ca o rezistență, cu care se poate influența timpul de integrare. Tensiunea pe C2, trecută prin buffer, este disponibilă la ieșirea repetorului IC2b: acesta este semnalul triunghiular. Amplitudinea acestui semnal este comparată cu o tensiune reglată cu P2, și diferența dintre aceste tensiuni, reprezentată de semnalul de ieșire al lui IC2c, este aplicată sursei de curent de la ieșirea lui IC1, prin R5. Această configurație asigură un nivel al tensiunii de ieșire să practic independent de frecvența semnalului dreptunghiular sau de intrarea sinusoidală.

O problemă în ceea ce privește integratorul de precizie este faptul că el e influențat de tensiunile de offset și de curenții de polarizare. Bucla de reacție R6-C1 face ca ieșirea să urmărească riguros tensiunea pe R4, deși curentul de polarizare al circuitului IC1, nu mai mare de 8 µA la 70°C poate cauza ușoare deviații.

Constanta de timp R6-C1 este mare dintr-un anumit motiv: pentru a ne asigura ca semnalul triunghiular, chiar și la frecvențe joase, nu va putea afecta forma de undă a semnalului ce urmează a fi integrat – forma dreptunghiulară trebuie păstrată.

Convertorul poate prelucra semnale cu frecvențe începând de la 6 Hz – a căror amplitudine nu este afectată – până la 60 kHz – unde amplitudinea este redusă cu 10%.

Datorită constantelor de timp de valori mari, timpul necesar pentru restabilirea amplitudinii semnalului triunghiular, la frecvențe de peste 1 kHz, este destul de lung. Valoarea maximă a acestui semnal trebuie reglată la 1 V.

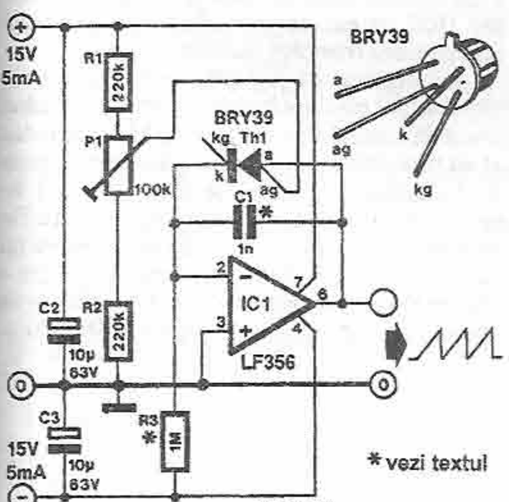
Dioda D1 este așa-numitul *stabistor* – trei diode într-o singură capsulă. Ea poate fi înlocuită cu trei diode distincte, de tipul 1N4148.

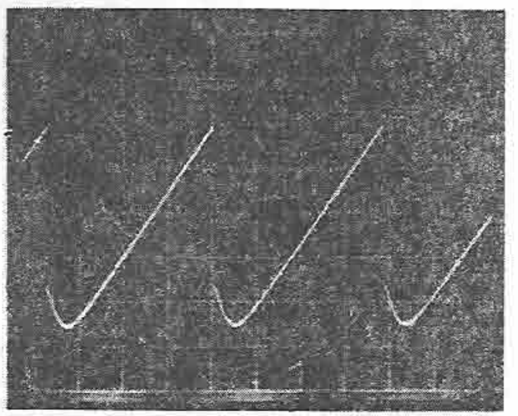
Curentul prin convertor este de ordinul a 9 mA.

176 *Generator de semnal în dinte de fierăstrău, de JF*

Cel mai interesant element din acest montaj este Th1, care apare în cataloage sub nu mai puțin de trei denumiri diferite: tetrodă tiristor, tranzistor unijoncțiune programabil (TUP) și comutator comandat, cu siliciu. De fapt, BRY39 este o componentă electronică, p-n-p-n (deci cu patru straturi). O caracteristică a acestui tip de componentă este aceea că joncțiunea celor două straturi exterioare, respectiv anod și catod, începe să conducă atunci când tensiunea la bornele sale depășește o anumită valoare. De asemenea, ea încetează să mai conducă atunci când curentul de la anod la catod scade sub un anumit nivel, determinat.

Generatorul de semnal în dinte de fierăstrău, a cărui funcționare se bazează pe această proprietate, înseamnă ceva mai mult decât un integrator a cărui intrare este conectată permanent la borna de alimentare negativă. Dacă nu ar fi legată la Th1, tensiunea de ieșire a lui IC1 ar crește lent, de la 0 V la +15 V, după deschidere, și ar rămâne la această valoare. Această tensiunea s-ar regăsi și pe C1 și Th1. Totuși, în realitate nu





X: 0,2 ms/div; Y: 2V/div; linia de zero: 4V

se întâmplă așa, deoarece înainte ca ieșirea lui IC1 să atingă valoarea de +15 V, Th1 se deschide, ceea ce determină descărcarea rapidă a lui C1, până când tensiunea de la ieșirea lui IC1 scade la 0 V. Însă ea nu atinge chiar această valoare, deoarece, înainte de a se întâmpla asta, curentul prin Th1 devine deja prea mic pentru a-l putea menține în stare de conducție. Îndată ce Th1 se blochează, ieșirea lui IC1 crește lent către +15 V, și ciclul se reia.

Tensiunea la care Th1 se deschide poate fi reglată între anumite limite cu ajutorul lui P1. Dacă este fixată la 8,3 V (vârful pozitiv al semnalului în dinte de fierăstrău), perioada va fi de ordinul a 0,5xR1xC1, dar se poate stabili, firește, chiar la valoarea necesară, prin intermediul lui P1.

De remarcat, totuși, că, din cauza influenței altor proprietăți ale lui Th1, valoarea lui R3 va trebui să se încadreze între 500 kΩ și 2,2 MΩ. Valoarea lui C1 va fi cuprinsă între 1 nF și 200 µF. La utilizarea unor valori mai mari, este recomandabil să se conecteze o rezistență de 15 Ω în serie cu condensatorul, pentru limitarea vârfului de curent din timpul descărcării.

177 *Comandă numerică a duratei impulsului*

Montajul permite reglajul duratei unui impuls de tact printr-un comutator în trepte, de tip rozetă. Duratele impulsului pot fi împărțite în cinci domenii: 1 ÷ 999 µs; 0,01 ÷ 9,99 ms; 0,1 ÷ 99,9 ms; 1 ÷ 999 ms și 0,01 ÷ 9,99 s. Aceste domenii se suprapun parțial, pentru a se putea realiza și reglaje de genul 5,46 ms sau 45,8 ms. Montajul conține și un detector de eroare care oferă o indicație vizuală a cazului în care durata reglată a impulsurilor depășește perioada semnalului de tact de la intrare. Eroarea de timp admisibilă este de ±0,1 µs în toate domeniile.

Inversorul IC6a, un HCMOS, împreună cu cristalul de cuarț X1 formează un oscilator pe 10 MHz, al cărui semnal de ieșire este divizat de IC1, IC2 și IC3a, la 1 MHz, 0,1 MHz,..., 100 Hz. Domeniul dorit este selectat cu S1.

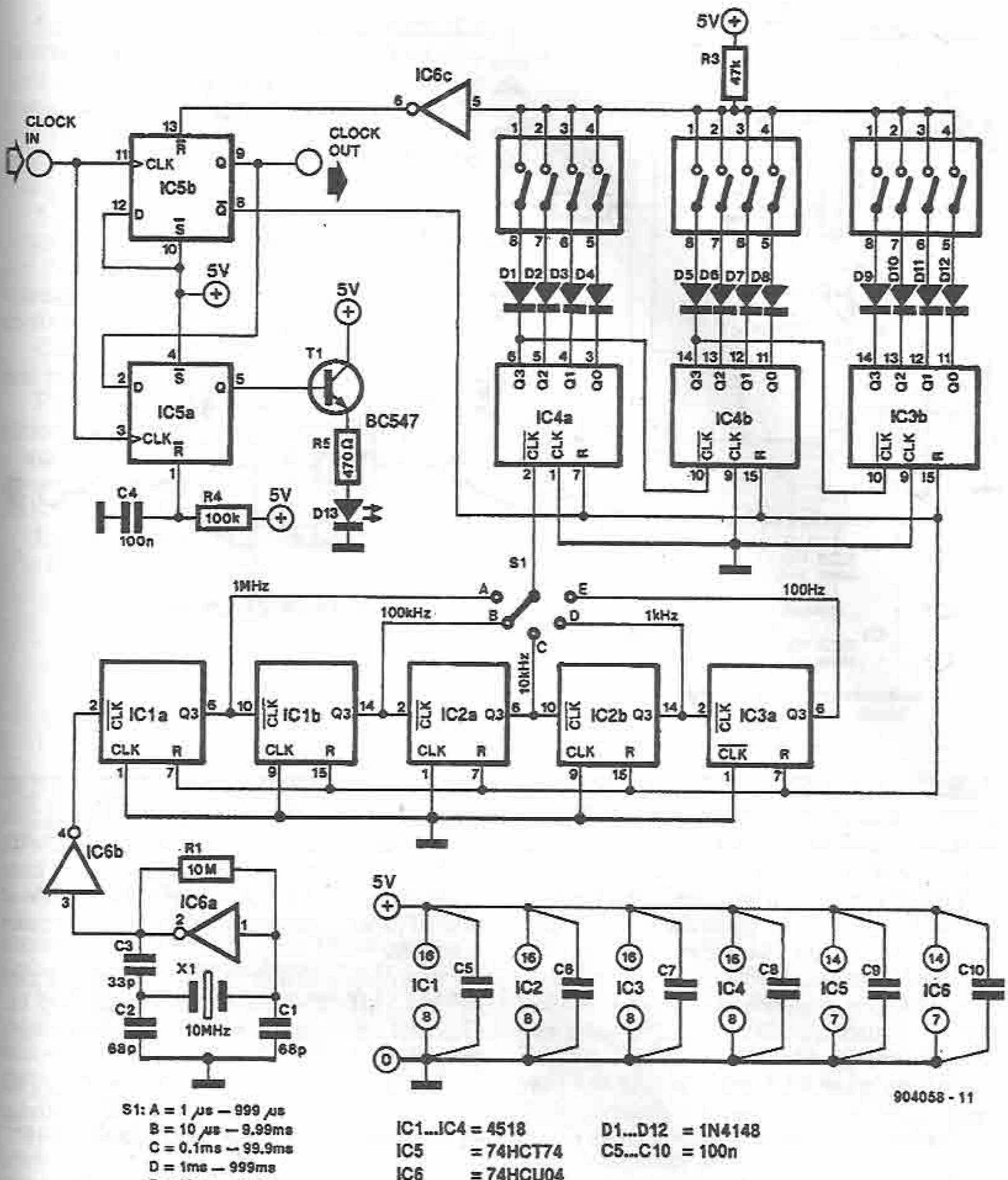
Semnalul este folosit ca tact pentru IC4 care, împreună cu IC3b, formează numărătorul duratei impulsului. Semnalele de la ieșirea numărătorului duratei de impuls sunt aplicate diodelor și comutatoarelor-rozetă. Funcția ȘI astfel creată face ca ieșirea lui IC6c să treacă în starea L numai când numărul total din IC4 și IC3b este egal cu numărul prestabilit cu ajutorul comutatorului în trepte.

Montajul lucrează pe frontul pozitiv al semnalului de tact de la intrare aplicat lui IC5a. Pe timpul acestui front, ieșirea a lui IC5a trece în starea L, prin aceasta punând în funcțiune numărătoarele IC1 ÷ IC4.

Ieșirea Q, ce reprezintă ieșirea montajului, trece în starea H.

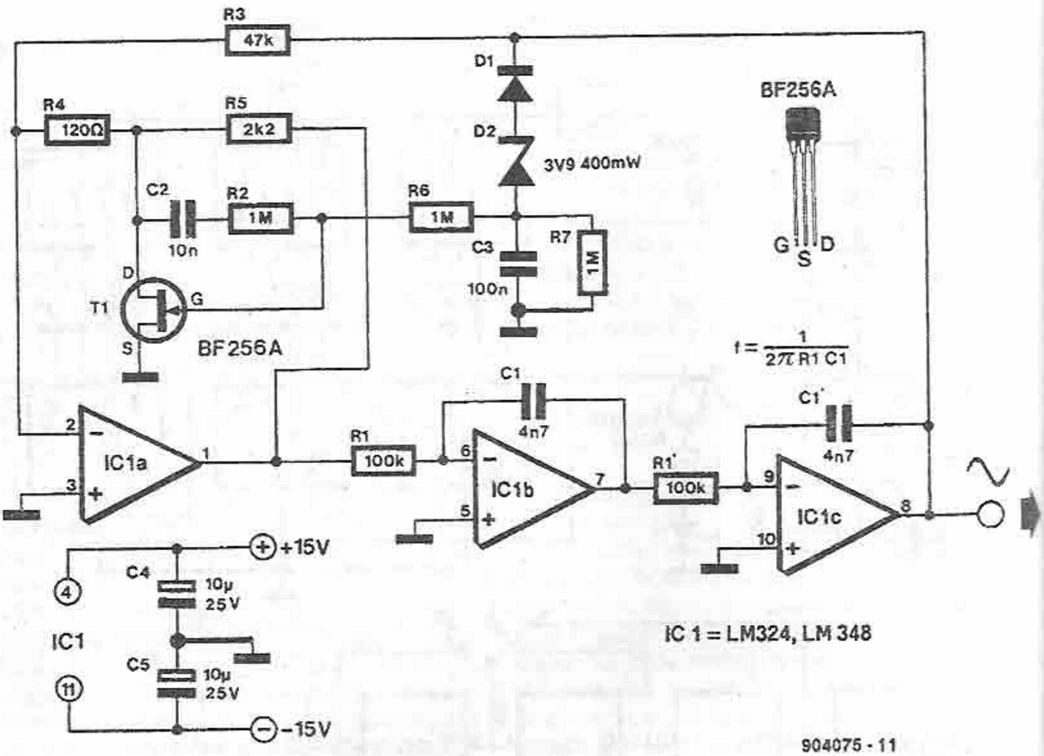
Când este atins timpul prestabilit, ieșirea lui IC6c trece în starea L. Imediat, bistabilul IC5a este resetat, după care ieșirea sa trece în starea H și numărătoarele sunt resetate. Ca urmare, ieșirea lui IC6c revine în starea H, astfel încât IC5a este din nou activat, și gata de a fi acționat de un nou semnal de tact dat de următorul front pozitiv de la intrarea sa CLK. Între timp, ieșirea Q a lui IC5b trece în L și aceasta marchează sfârșitul impulsului de ieșire. Dacă apare un front pozitiv în timp ce ieșirea Q a lui IC5b este în H, un „1" logic va fi transferat în IC5b, situație în care D13, indicatorul de eroare, se aprinde. El se stinge din nou de îndată ce starea de eroare ia sfârșit prin schimbarea domeniului (gamei) sau a valorii prestabilite. IC6 nu are ieșire prin buffer și nu trebuie înlocuit cu vreun echivalent HC sau HCT, în caz contrar nemaifiind garantată funcționarea corectă a oscilatorului.

De remarcat că reglajele pentru durate ale impulsurilor cuprinse între 0,1 µs și 99,9 µs, când avem un semnal de intrare de 10 MHz, ar putea să nu funcționeze unele cazuri, deoarece funcția ȘI îndeplinită de diodele D1 ÷ D12 și de rezistența asociată, R3, s-ar putea să nu fie suficient de rapidă. Impulsurile de la ieșirea lui IC5b ar trebui „curățate" sau formate, pentru a elimina supracreșterile. La o tensiune de alimentare de 5 V, curentul va fi sub 10 mA.



178 *Generator de semnal sinusoidal*

La generatorul pe care vi-l prezentăm aici, frecvența este determinată de integratoarelele IC1b și IC1c. În concepția acestei scheme s-au luat în considerare două dintre caracteristicile integratorului. Prima este în aceea că există un defazaj de 90° între intrare și ieșire (nu ținem



seama, pentru moment, că amplificatorul operațional nu are un comportament ideal), iar a doua, că amplificarea sa este –1 (adică, inversare de semnal) la frecvența f = 1 / 2pR1C1.

Legând în cascadă două integratoare identice, va rezulta o defazare generală de 180^{0} și o amplificare unitară (dacă frecvența este f = 1 / 2pR1C1): o bază ideală pentru un oscilator.

Cele două integratoare sunt conectate în bucla de reacție a unui amplificator al cărui câștig este determinat de amplitudinea semnalului de ieșire. Ca urmare, generatorul are o tensiune de ieșire relativ stabilă (la un nivel de aproximativ 4,5 V_{VV}).

Considerând valorile date în schemă pentru C1 (C1') și R1 (R1'), frecvența la ieșire va fi de circa 300 Hz. Frecvența poate fi modificată prin înlocuirea lui R1 și R1' cu un potențiometru dublu. Pentru a menține reglajul frecvenței între limitele impuse, întregul domeniu de variație al acestui potențiometru nu trebuie să depășească o decadă.

Frecvența maximă ce poate fi obținută este de circa 5 kHz. Distorsiunile nu vor depăși 0,1%. Curentul prin generator va fi de numai câțiva miliamperi.

În sfârșit, integratul LM348 este de fapt un „741" cvadruplu; este deci posibil să construim generatorul pornind de la patru circuite „741".

179 *Oscilator sinusoidal stabil*

De obicei, oscilatoarele sinusoidale generează unde sinusoidale aproape perfecte, dar, în general, stabilitatea semnalului lor de ieșire nu este prea bună. Montajul prezentat aici are rolul de a îmbunătăți stabilitatea.

Această îmbunătățire este dată de limitarea semnalului de reacție de la ieșire prin intermediul a două diode Zener conectate în serie, D1 și D2.

Oscilatorul propriu-zis constă din două secțiuni: IC1, R1, R5, C1 și C2 formează un filtru trece-jos de ordinul doi, în vreme ce IC2 este conectat ca integrator.

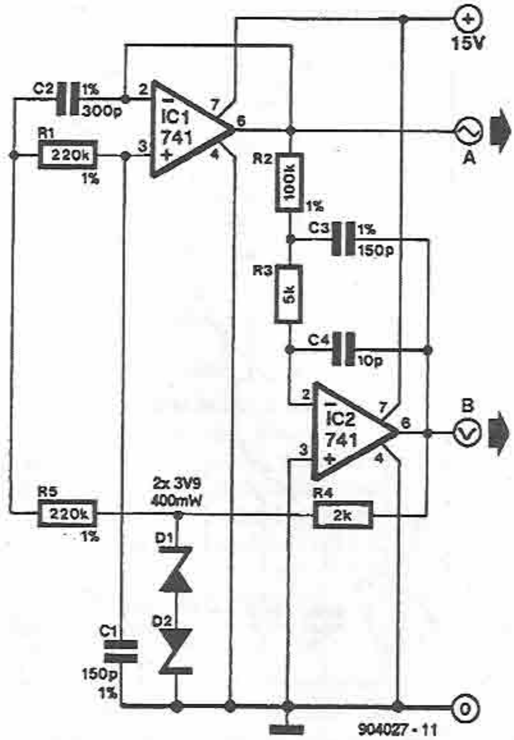
Semnalul sinusoidal de la ieșirea lui IC2 devine trapezoidal după ce trece prin limitator, apoi este aplicat secțiunii trece-jos. Aceasta înseamnă că amplitudinea semnalului de reacție este constantă, astfel încât valoarea de vârf a semnalului sinusoidal de la ieșirea oscilatorului este și ea constantă.

Montajul furnizează două semnale sinusoidale, la ieșirea A, respectiv, B, care sunt defazate între ele cu 90^{o}. Forma de undă a semnalului de la ieșirea B este ceva mai pură decât a celui rezultat în punctul A.

Cea de-a treia armonică este cu circa 40 dB mai jos de fundamentală.

Pentru valorile date în schemă, montajul generează un semnal cu frecvența de 3,3 kHz, la o tensiune vârf la vârf de 11 V. Modificarea frecvenței se obține prin modificarea valorilor lui C1, C2 și C3 în mod proporțional.

La o tensiune de alimentare de 15 V, curentul prin montaj va fi de 3 mA.



180 Generator în dinte de fierăstrău, declanșabil

Acest generator în dinte de fierăstrău, declanșabil, are scopul de a converti un osciloscop de tip vechi, cu o singură bază de timp sincronizată, într-unul modern, declanșabil.

Montajul este simplu: tranzistorul T1 este o sursă de curent care încarcă unul din condensatoarele C1 ÷ C4, în funcție de poziția comutatorului S1.

Tensiunea liniar crescătoare de pe condensatorul respectiv este comparată cu două tensiuni de referință, în IC1a și IC1b. Tensiunile de referință sunt obținute din divizoarele de tensiune R3-R4, respectiv R5-R6.

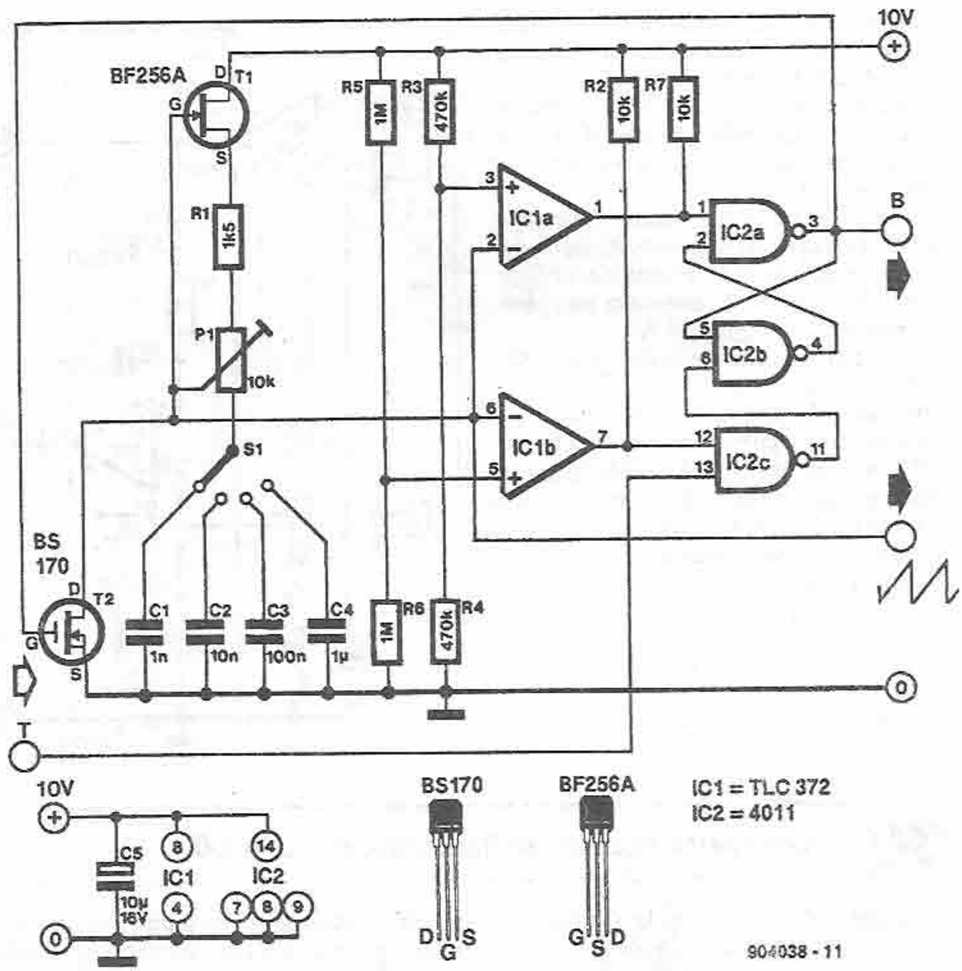
Îndată ce tensiunea pe condensator atinge 5 V – nivelul de basculare a lui IC1a – bistabilul IC2a-IC2b este setat. După aceea, tranzistorul T2 se deschide, fapt care determină descărcarea condensatorului. O dată ce tensiunea pe condensator a scăzut până la limita de declanșare a lui IC1b, ieșirea lui IC1b trece în starea H, iar bistabilul este resetat prin intrarea de declanșare. Apoi tranzistorul T2 se blochează, și tensiunea pe condensator crește.

Impulsul care detrmină deschiderea lui T2 poate fi folosit și ca impuls de stingere pentru osciloscop și, ca urmare, el este disponibil la ieșirea „blanking" (stingere) specializată. Pe durata acestui impuls, fluxul de electroni al osciloscopului este suprimat.

Circuitul integrat IC2c este o poartă ȘI care face ca impulsul de declanșare să poată reseta bistabilul numai în cazul în care condensatorul este într-adevăr descărcat. În acest fel se previn declanșări parazite ale generatorului în dinte de fierăstrău.

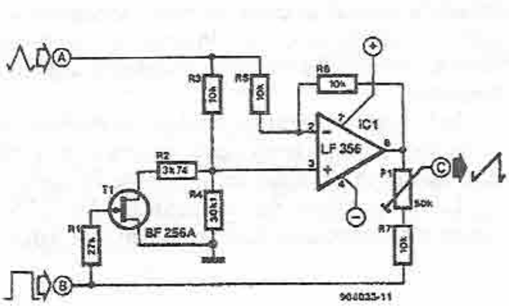
Ieșirea generatorului trebuie să se închidă pe o sarcină de impedanță mare, pentru a preveni distorsionarea impulsurilor în dinte de fierăstrău.

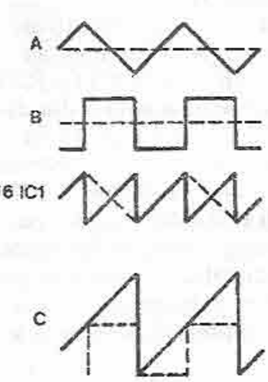
La o tensiune de alimentare de 10 V, generatorul absoarbe un curent de numai 5 mA.

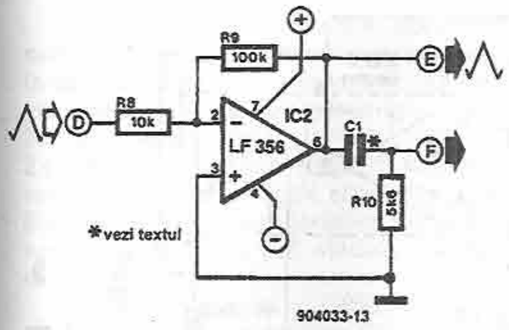


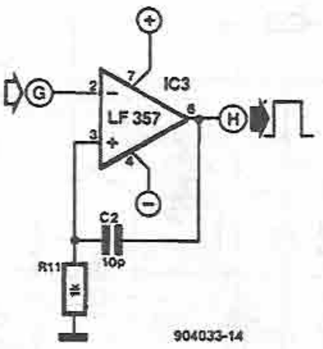
181 *Convertor de semnal în dinte de fierăstrău*

În mod obișnuit, generatoarele simple de funcții livrează numai formele de undă sinusoidală, dreptunghiulară și triunghiulară și,









rareori, și pe cele în dinte de fierăstrău. Montajul din fig. 1 creează un semnal în dinte de fierăstrău dintr-unul dreptunghiular și unul triunghiular. Calitatea sa depinde de liniaritatea semnalului triunghiular, de pantele fronturilor semnalului dreptunghiular și de relația dintre fazele semnalelor dreptunghiular și triunghiular.

Conversia se face în IC1. Dacă semnalul triunghiular la intrarea A va fi sau nu convertit de IC1 – este o problemă care depinde de starea lui T1. Acest FET este controlat de semnalul dreptunghiular de la intrarea B.

Semnalul obținut la ieșirea amplificatorului operațional este de tip dinte de fierăstrău – vezi fig. 2 – a cărui pantă s-a obținut prin inversarea celei descendente a semnalului triunghiular.

Dacă, în acest stadiu, nivelul în c.c. al fiecărei pante inversate este mărit suficient de mult pentru a face ca nivelul cel mai coborât al acelei pante să coincidă cu cel mai înalt nivel al pantei precedente, se obține un semnal în dinte de ferăstrău de aceeași frecvență, dar cu o valoare de vârf dublă față de cea a semnalului de intrare. Nivelul de c.c. este mărit prin adăugarea semnalului intrării B la ieșirea lui IC1, prin intermediul lui R7 și P1. Semireglabilul este de preferat să fie de tip multitură.

Rezistențele R2 și R4 sunt de toleranță 1%. În cazul în care nu dispunem de un semnal dreptunghiular sau dacă valoarea sa maximă este prea mică, putem utiliza circuitele auxiliare din fig. 3 și fig. 4. Cel din fig. 3 amplifică de zece ori semnalul triunghiular de la intrarea A. Rețeaua de diferențiere C1-R10 produce impulsuri dreptunghiulare din semnalul triunghiular amplificat și acestea vor fi disponibile în punctul F.

Impulsurile din F sunt transformate de circuitul din fig. 4 în semnale dreptunghiulare care au amplitudinea egală cu tensiunea de alimentare. Condensatorul C2, care mărește panta fronturilor, poate fi omis pentru semnale de frecvență mică.

Convertorul produce semnale în dinte de fierăstrău în domeniul de frecvențe cuprins între 15 Hz și 15 kHz. Dacă vor fi utilizate circuitele auxiliare, condensatorul C1 trebuie să fie compatibil cu frecvența semnalului în dinte de fierăstrău (valoarea sa se va încadra între 2 nF și 100 pF).

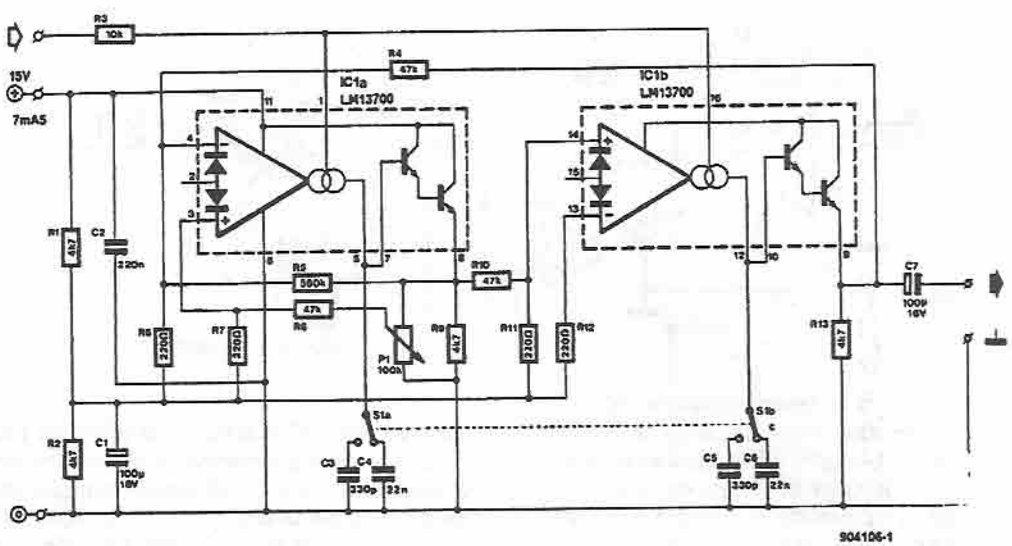
În cazul tuturor acestor circuite, tensiunea de alimentare va fi cuprinsă între ±10 V și ±15 V. Fiecare amplificator operațional are un curent de 4 ÷ 6 mA.

182 *Oscilator comandat în tensiune monocip*

Vă prezentăm acum un oscilator sinusoidal a cărui frecvență este determinată de o tensiune continuă, U_C, de 0 ÷ 15 V. Distorsiunile semnalelor de la ieșire care nu depășesc 10 V_{VV}, vor fi sub 1%; când, cu ajutorul lui P1, semnalul de ieșire este redus la 1 V_{VV}, distorsiunile scad sub 1%. Nu este indicat să se utilizeze semnale de intrare sub 1 V_{VV}, căci, în acest caz, oscilatorul ar deveni instabil și dependent de temperatură.

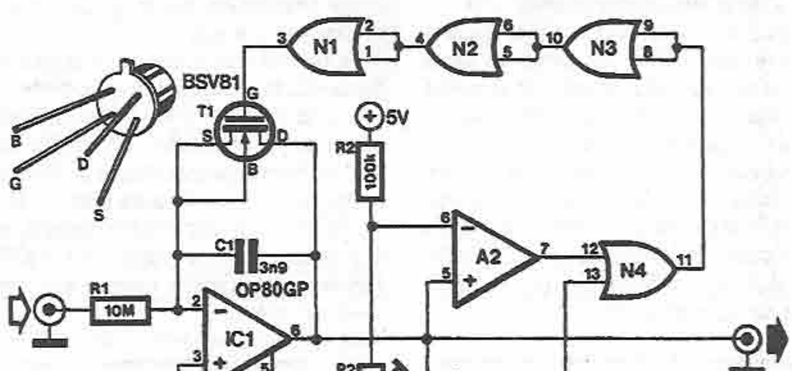
Oscilatorul constă din două amplificatoare operaționale transconductanță (AOT) închise în aceeași capsulă. Intrările lor AMP-BIAS, pinii 1 și 16, sunt conectate în paralel. Acestea pot comanda curenții de ieșire, de la pinii 5 și 12, pentru valori maxime de până la 0,75 mA.

Cu comutatorul S1, ieșirea oscilatorului



poate fi reglată în două domenii: 6,7 ÷ 400 Hz și 400 Hz ÷ 23,8 kHz. Întregul domeniu necesită un control în tensiune variind între 1,34 V și 15 V. Dacă se modifică frecvența, prin variația lui U_C, și reglajul lui P1 rămâne același, semnalul la ieșire ar putea fi distorsionat. Cu alte cuvinte, amplitudinea semnalului trebuie să fie adaptată la frecvență.

183 *Oscilator comandat în tensiune, simplu*



Acest oscilator comandat în tensiune (OCT) este realizat cu amplificatorul operațional OP80. Integratul OP80 are un curent de polarizare excepțional de scăzut, cu o valoare tipică de circa 200 fA (1 femtoamper = 10^{-15} A) și maximă de 2 pA, astfel încât offsetul produs de acest curent este minim. Din acest motiv, el ar fi ideal pentru folosirea ca integrator, deoarece funcționarea acestui tip de circuit este afectată sensibil de offset.

Integratorul realizat cu OP80, prezentat în schema alăturată, are rolul de OCT și nu este afectat de polaritatea tensiunii de comandă. În prezența unei tensiuni continue la intrarea montajului, C1 se va încărca. În funcție de polaritatea tensiunii de intrare, potențialul pe C1, și, în acest fel, tensiunea de la ieșirea lui IC1, vor fi pozitive sau negative. Viteza cu care se încarcă C1 depinde de mărimea tensiunii la intrare: această proprietate este utilizată pentru a se genera un semnal la o frecvență dependentă de tensiune. În acest scop, semnalul de la ieșirea lui IC1 este aplicat unui comparator cu fereastră care are un prag de comutare atât pentru semnalul pozitiv, cât și pentru cel negativ. Aceste maxime sunt fixate la ±100 mV, cu ajutorul lui P2. În anumite cazuri, s-ar putea să fie mai avantajos, din motive de simetrie, să se despartă R2 sau R3 în două rezistențe de valoare fixă, în serie cu un potențiometru semireglabil.

Când unul dintre comparatoare basculează, T1 este deschis de către linia N1 ÷ N4, astfel încât C1 se descarcă. Aceasta are ca rezultat obținerea unui semnal curat, în dinte de fierăstrău, la ieșirea montajului, a cărui frecvență este dependentă de tensiunea de intrare. Datorită prezenței porții logice N4, FET-ul răspunde ambelor comparatoare. Celelalte trei porți întârzie ușor semnalul de comutare lasă a-i permite tranzistorului FET timp suficient ca să-l descarce complet pe C1.

MOSFET-ul BSV81 este prevăzut cu o conexiune separată a substratului, care trebuie legată la sursă. Deoarece substratul este deja conectat, în interiorul cipului, la capsulă, dispozitivul este deosebit de sensibil la radiații aleatoare, așa încât cel mai bine ar fi ca el să fie montat într-o carcasă metalică de mici dimensiuni.

Dacă nu vă puteți procura un BSV81, aveți alternativa alegerii unui alt MOSFET, cu R_{DSon} foarte scăzută și C_{rs} extrem de mică. Dacă nici acesta nu vă este la îndemână, încercați să folosiți un FET cu joncțiune, dar, în acest caz, va trebui să conectați o diodă în serie cu poarta și o rezistență de aproximativ 10 kΩ între poartă și borna negativă de alimentare. Este important să obțineți ca nivelul de tensiune la care se deschide să fie atins rapid. Ar putea fi necesar, să faceți câteva încercări cu diferite valori ale lui C1.

O corectă dimensionare a lui R1 vă va permite să stabiliți raportul dintre tensiune și frecvență, de exemplu, la valoarea de 1 Hz/mV. Cu intrarea scurtcircuitată, se reglează P1 pentru cea mai scăzută frecvență posibilă a semnalului de ieșire (ideal, f = 0). Tensiunea maximă de intrare este determinată de amplitudinea curentului de ieșire al lui IC2 (15 mA) și poate ajunge până la $15 \times 10^{-3} \times R1$.

La ieșirea din OCT vom obține un semnal curat în dinte de fierăstrău, cu o frecvență de cel mult 10 kHz, deși s-ar putea atinge și frecvențe mai mari.

Frecvența ca funcție de curentul de intrare este dată de relația:

$f = I_{in} / (U_{vârf} \times C1)$ [Hz].

Cu valorile componentelor date în schemă:

$f = i_{in} / (3{,}9 \times 10^{-10})$ [Hz].

În final, trebuie să remarcăm că tensiunea de alimentare a integratului OP80 nu trebuie, în nici o împrejurare, să depășească ±8 V, Curentul, tipic, prin montaj, va fi de 4 mA.

184 Generator LC sinusoidal

Acest oscilator LC compact are un domeniu de frecvențe de la 1 kHz până spre 9 MHz și un semnal de ieșire sinusoidală cu nivel mic al distorsiunilor.

„Inima" montajului este un circuit rezonant serie, L1-C1-C2, din bucla de reacție a amplificatoarelor T1-T2. Tranzistorul T2, conectat ca repetor pe emitor, servește drept convertor de impedanță, în timp ce T1, într-un montaj bază-comună, este un amplificator de tensiune a cărui amplificare este determinată de impedanța bobinei L1, din circuitul său de colector, și de curentul din emitor. Bucla de reacție trece de la colectorul lui T1, prin punctul comun al divizorului capacitiv C1-C2, repetorul pe sursă T4 (un BS170) și impedanța de intrare formată

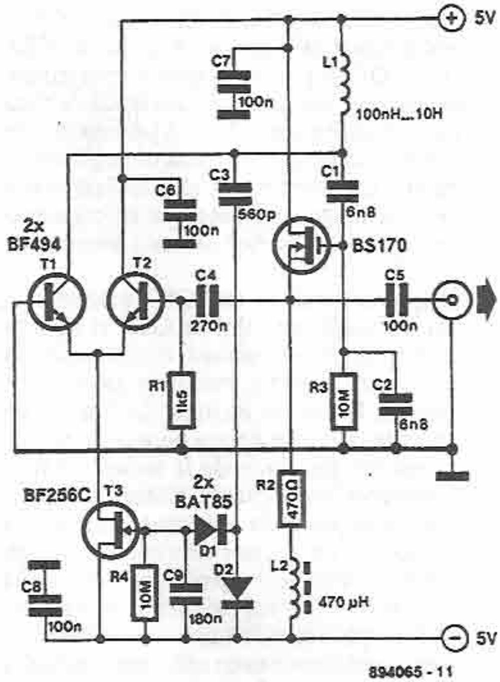
de R1 și C4. Tot acest montaj ne amintește serios de oscilatorul Colpitts. Semnalul este preluat la borna de ieșire, prin C5.

Un interes deosebit îl prezintă controlul amplitudinii prin intermediul unei surse de curent. Semnalul este redresat de două diode Schottky, filtrat cu C9 și apoi utilizat pentru a controla curentul prin T3. Ca urmare, câștigul amplificatorului este mai ridicat la nivelurile joase de intrare decât la cele înalte. Această configurație asigură distorsiuni foarte scăzute, deoarece amplificatorul nu poate fi supracomandat.

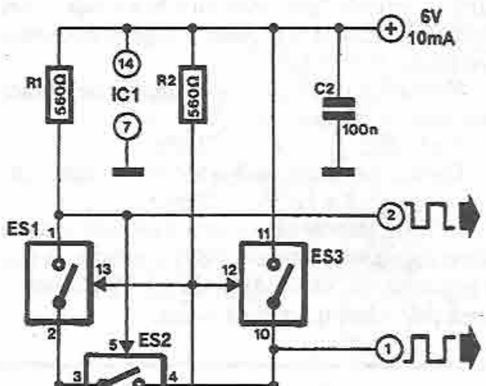
Frecvența de rezonanță poate fi calculată cu: f = 1/2p.

Pentru valorile indicate în schemă, ea crește de la 863 Hz (L1 = 10 H) la 8,630 MHz (L1 = 100 nH). Montajul poate fi folosit la măsurarea factorului Q al bobinelor. În acest scop, se conectează un potențiometru în paralel cu L1, și se reglează astfel încât curentul prin amplificator să se dubleze. În final, Q poate fi calculat cu formula:

$Q = R_p/2pfL$.



185 Generator de semnal dreptunghiular cu HCMOS



Acest generator de semnal furnizează la ieșire trei semnale dreptunghiulare cu un factor de umplere de 0,5. Între fazele acestor semnale există o relație fixă: ieșirea 3 este referința; ieșirea 2 are un defazaj de circa 180°, iar ieșirea 1 este defazată cam cu 10°.



Generatorul este alcătuit din patru comutatoare electronice bidirecționale, de tip HCMOS, incluse în circuitul integrat 74HC4066. Funcționarea sa se bazează pe pragul de comutare destul de precis definit al intrării unui HCMOS. Punctul de comutare pentru nivelurile L și H este situat în jurul valorii $U_b/2$, asigurând astfel un factor de umplere de 0,5 și, deci, un semnal de ieșire dreptunghiular.

Când se conectează sursa de alimentare, C1 se încarcă prin R3 și rezistența în conducție a lui ES3. Când tensiunea pe C1 atinge valoarea $U_b/2$, ES4 se închide și determină trecerea în starea L a intrării de comandă a lui ES3, provocând descărcarea lui C1 prin ES2 și R3. Când pragul de comutare L este atins la intrarea de comandă a lui ES4, generatorul începe să oscileze. Ținând cont că oscilatorul este de tip RC, stabilitatea lui este destul de bună.

Frecvența de ieșire a generatorului este o funcție de tensiunea de comandă U_C, după cum reiese și din diagrama caracteristică din figura alăturată.

186 *Generator de zgomot*

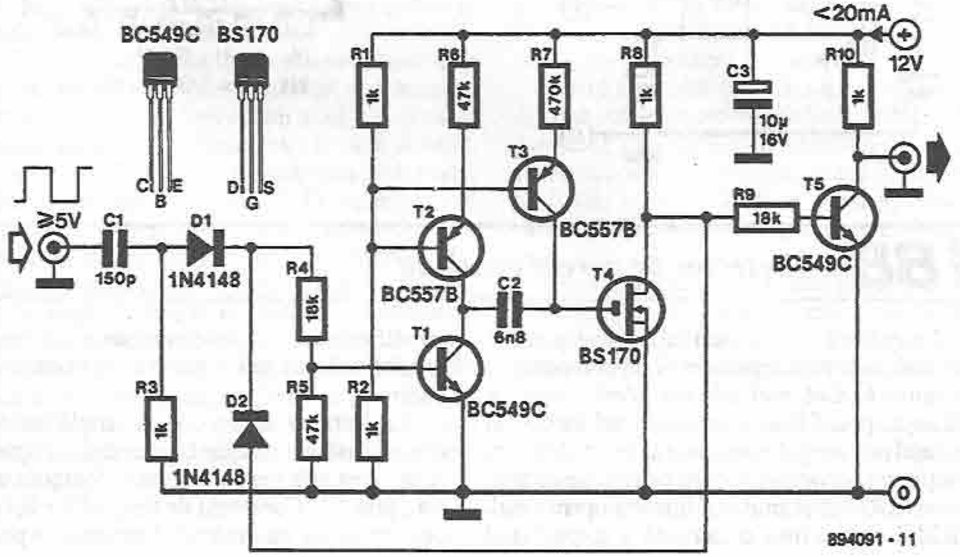
Generatorul de zgomot prezentat aici furnizează o energie de zgomot constantă în întreaga sa bandă, ca rezultat al comportamentului neliniar al componentelor sale de comutare, în particular al lui T4. Este foarte util pentru măsurări, în cazul în care se impun benzi de zgomot limitate. Modificarea raportului R6:R7 și a frecvenței de tact permite ca zgomotul generat să fie adaptat cerințelor concrete.

Tranzistoarele T2 și T3 sunt surse de curent.

Curentul prin T2 are un nivel cam de zece ori mai mare decât cel prin T3.

Presupunând că T4 este deschis și că intrarea de tact este în starea L, T1 este blocat și C2 se descarcă. Condensatorul este adus de cele două surse de curent la aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare. Când se ajunge în această situație, rezultă stabilitatea, deoarece potențialul ce se regăsește atunci pe poarta lui T4 menține deschis FET-ul.

Când generatorul de tact trece în starea H, T1 se deschide, astfel încât C2 este conectat între poarta lui T4 și masă. C2 fiind numai parțial încărcat, FET-ul se blochează. Tranzistorul T1 se menține deschis prin poarta SAU D1-D2, astfel încât impulsurile de tact sunt blocate. După aceea, condensatorul C2 se încarcă prin T3 până când tensiunea la bornele sale devine suficient de mare pentru a-l putea deschide pe T4. Ca urmare, tranzistorul T1 se blochează și montajul este pregătit să primească un alt impuls de tact (sau, mai bine zis, un front pozitiv al acestuia).



Deoarece nu se poate ști exact când sosește impulsul de tact, nu se poate ști nici la ce potențial se va descărca C2 prin T2 (și contracarat de T3). Rezultă de aici că nu se poate ști cât timp îi va lua lui T3 să-l reîncarce pe C2. În consecință, nu se poate cunoaște momentul sosirii impulsului următor. Cu alte cuvinte, durata impulsului semnalului de ieșire variază permanent, ceea ce reprezintă de fapt o caracteristică a semnalului de zgomot.

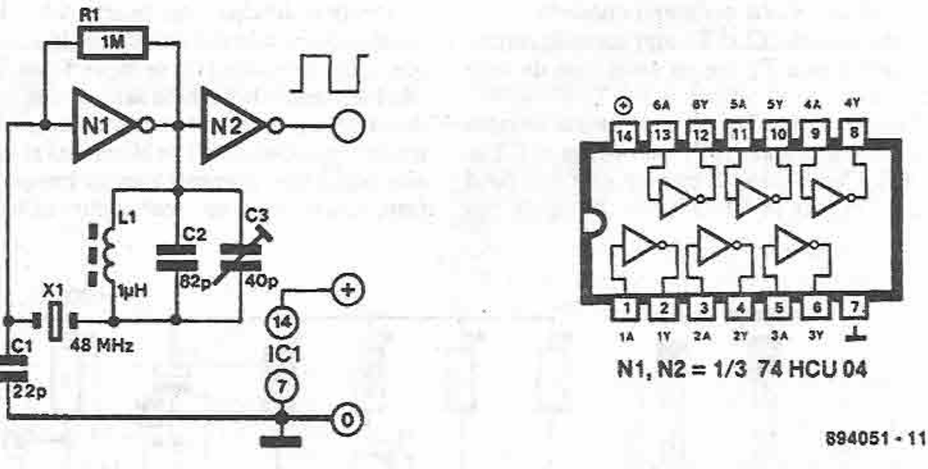
Frecvențele conținute în semnalul de zgomot sunt limitate de semnalul de tact nu pot apărea (frecvențe superioare tactului, deși armonici există) și de timpii maximi de încărcare și descărcare ai lui C2 (care stabilește, deci, cea mai scăzută frecvență) determinați de constanta de timp C2-R6-R7. Cam asta este tot, cu condiția ca perioada de tact să fie aproximativ egală cu timpul de descărcare a lui C2 și în nici un caz mai mare. Este recomandabil un timp „maxim“ scurt.

187 *Oscilator CMOS pe 48 MHz*

În general, oscilatoarele cu cuarț care folosesc porți logice nu generează frecvențe peste 30 MHz, deoarece cristalele nu pot oscila pe frecvența lor fundamentală.

La oscilatorul pe care vi-l prezentăm aici, cuarțul este forțat să oscileze pe armonica a treia, deoarece el este legat în serie cu un circuit rezonant paralel, care are frecvența fundamentală de 16 MHz. În aplicațiile digitale, semnalul de ieșire al lui N1 trebuie îmbunătățit prin utilizarea unui inversor.

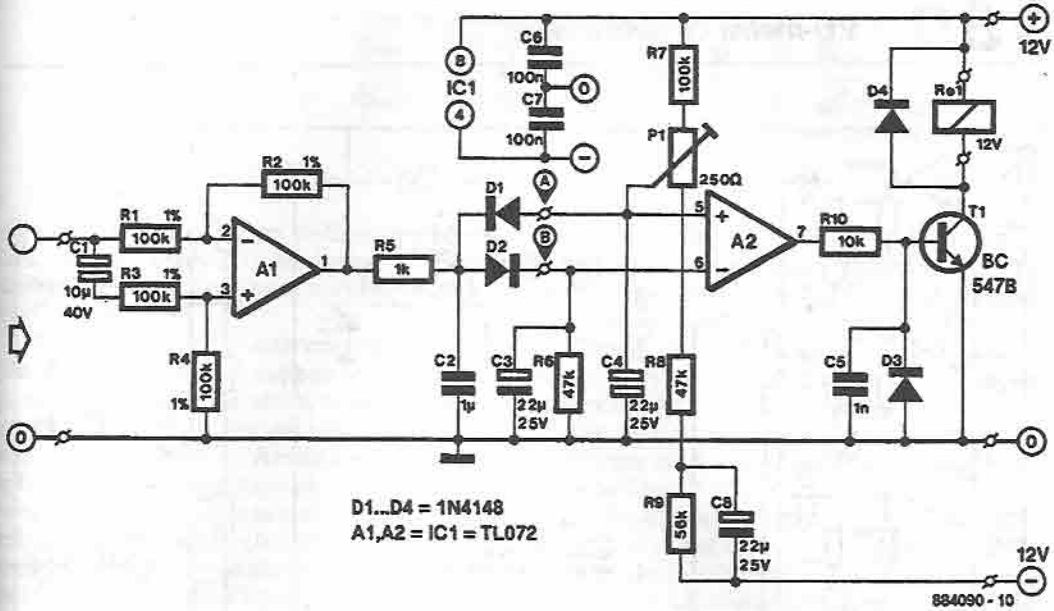
Montajul va lucra satisfăcător numai dacă se vor folosi componente CMOS fără buffer. Porțile din familia HCU permit funcționarea până la 60 MHz.



188 *Detector de curent continuu*

Componenta de c.c. a unui semnal poate fi detectată doar prin separarea ei de componenta alternativă. Cel mai adesea acest lucru se realizează prin filtrarea componentei de c.a. În montajul pe care vi-l propunem acum, acest lucru se obține cu ajutorul raportului de rejecție de mod comun (RRMC) al unui amplificator operațional. (RRMC reprezintă o măsură a capacității amplificatorului operațional de a produce un semnal de ieșire nul în cazul unui semnal nul la intrare.)

La intrarea inversoare a amplificatorului operațional A1 se aplică semnalul complet, iar la intrarea neinversoare numai componenta de c.a., prin C1. Constanta de timp (R3 + R4) C1 determină cea mai scăzută frecvență ce poate fi



detectată. Pentru valorile componentelor date în schemă, suprimarea c.a. ajunge aproape de 50 dB, la 20 Hz.

Ieșirea lui A1 este aplicată unui filtru trece-jos, pentru o atenuare suplimentară a frecvențelor înalte. Acest lucru este necesar deoarece RRMC-ul amplificatoarelor operaționale scade la frecvențe înalte. După aceea, semnalul diferență este aplicat comparatorului A2. Diodele D1 și D2 impun ca A2 să reacționeze numai la tensiuni mai mari de ±300 mV.

Prezența unei tensiuni continue negative la intrarea montajului duce la apariția unei tensiuni pozitive la intrarea inversoare a lui A2, ceea ce face ca releul să fie dezactivat (în mod normal, el este acționat pe toată perioada existenței tensiunii de alimentare de 12 V). Apariția unei tensiuni continue pozitive la intrare face ca tensiunea la intrarea neinversoare a lui A2 să fie negativă, astfel că releul este dezactivat din nou.

În regim normal de lucru, tensiunea la intrarea neinversoare a lui A2 este determinată de divizorul de tensiune R7-P1-R8-R9, astfel încât releul este alimentat. Datorită prezenței lui C8, alimentarea releului se va face la câteva secunde după conectarea sursei de alimentare.

Condensatoarele C3 și C4 au rolul de a aplatiza semnalele de joasă frecvență pentru a preveni, astfel, apariția vibrațiilor releului.

Releul este comandat de un BC547B, care poate comuta curenți de până la 100 mA. Tensiunea de alimentare a releului nu trebuie să depășească 18 V.

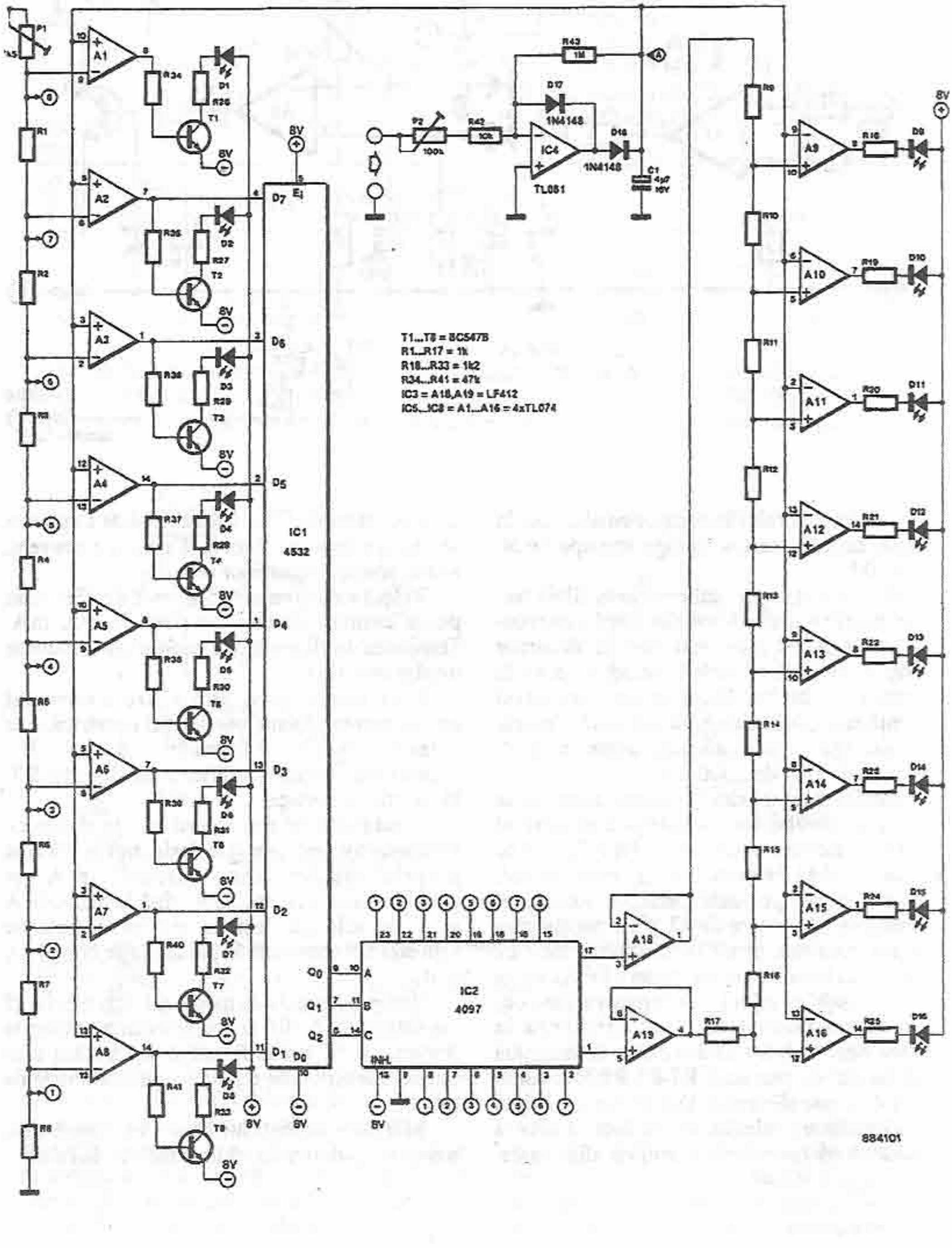
Dacă tensiunea de alimentare a semnalul aplicat montajului nu este perfect simetrică, s-ar putea întâmpla să fie insuficientă cursa lui P1: în acest caz, trebuie modificată valoarea lui R7, în funcție de cerințe.

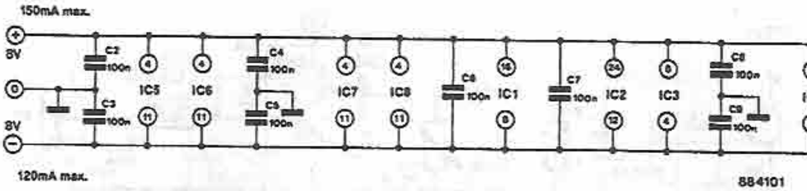
Când montajul este folosit într-un sistem cu difuzor activ, fiecare etaj de ieșire trebuie să aibă propriul său detector, constând din A1 și componentele sale asociate, până la punctele A și B din schemă. Ieșirile acestor detectoare urmează a fi conectate în paralel între bornele A și B.

Pentru secțiunile de medie și înaltă frecvență ale sistemului de difuzoare, constanta de timp la intrarea în A1 poate fi micșorată, pentru a se obține o reacție mai rapidă la componentele de c.a.

Mărimea curentului ce se va stabili prin montaj este determinată în principal de releu.

189 VU-metru cu autoscalare





Acest VU-metru, care utilizează doar 16 LED-uri, poate indica 74 de niveluri de semnal diferite, ceea ce îl face foarte util ca detector de vârf („peak").

Semnalul de intrare este amplificat de A17 (de 10 ÷ 100 de ori, în funcție de reglajul lui P2) și redresat de D18. De aceea, tensiunea pe C1 este egală cu valoarea de vârf redresată a semnalului de intrare. Această tensiune este aplicată intrărilor neinversoare ale comparatoarelor A1 ÷ A16. Comparatoarelor A1 ÷ A8 li se aplică o tensiune de referință fixă, care este preluată din tensiunea de alimentare prin divizorul de tensiune format din P1 și rezistențele R1 ÷ R8.

Ieșirile lui A1 ÷ A8 comandă LED-urile D1 ÷ D8 și, de asemenea, sunt conectate la intrările lui IC1. Acest circuit este un codificator de prioritate pe 8 biți care convertește codul digital de la intrările D0 ÷ D7 într-un număr pe3 biți, Q0 ÷ Q2. Acest număr binar este utilizat pentru a comanda un multiplexor dublu cu 8 canale, IC2.

Deoarece intrărilor etajelor de multiplexare li se aplică tensiunile de referință ale primelor opt comparatoare (având întotdeauna o diferență de tensiune de o treaptă între două intrări identice), nivelul de referință al celui de-al doilea set de opt comparatoare este adaptat automat nivelului de semnal de la intrare.

Treapta de tensiune de referință la comparatoarele A9 ÷ A16 reprezintă o optime din treapte tensiunii de referință aplicate la A1 ÷ A8. Practic, aceasta înseamnă că cele opt LED-uri superioare au o rezoluție de opt ori mai bună decât LED-urile inferioare.

Tensiunile de ieșire ale multiplexoarelor sunt separate prin bufferare A18 și A19, cele două secțiuni ale amplificatorului operațional dublu LF412. S-a ales acest tip datorită tensiunii sale de offset scăzute.

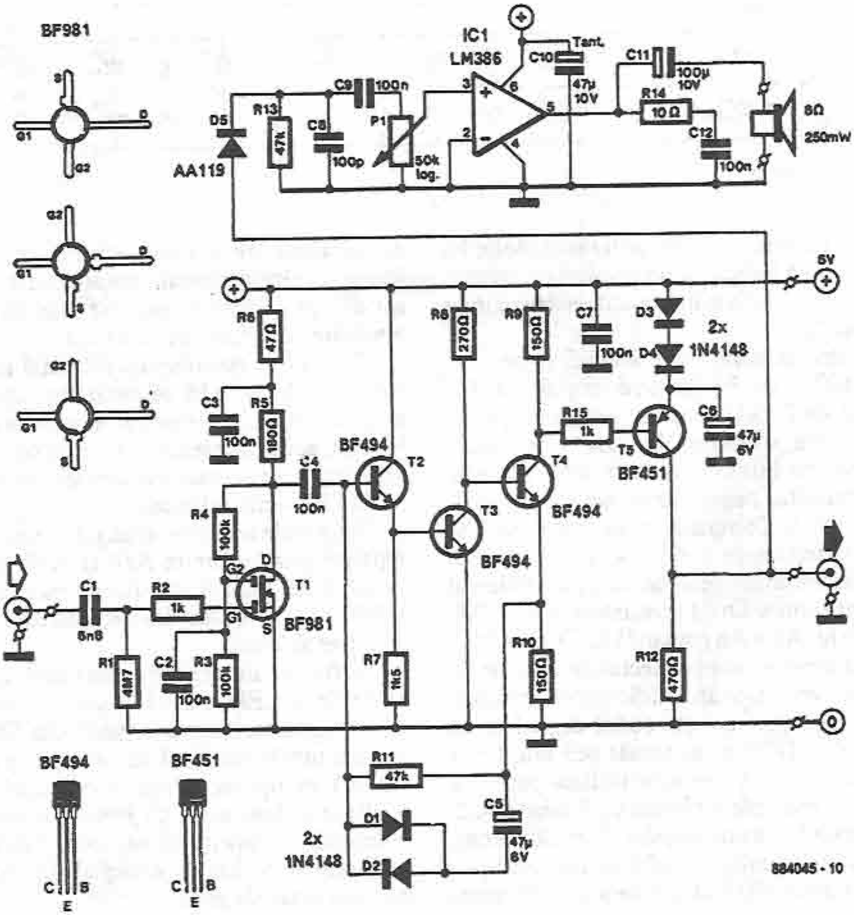
În funcție de nivelul semnalului de intrare, unele dintre LED-urile D1 ÷ D8, sau chiar toate, se vor aprinde. Latura formată din D9 ÷ D16 împarte următorul nivel de tensiune (o optime a scalei) în opt secțiuni. Avantajul acestei configurări este acela că rezoluția este practic independentă de nivelul semnalului de intrare și se menține în limite acceptabile chiar și la niveluri joase de intrare.

190 Dispozitiv pentru urmărirea semnalelor RF de bandă largă

Acest montaj simplu și versatil poate fi de mare ajutor la depanarea circuitelor de amplificare RF defecte. Domeniul de frecvență utilizabil pentru acest dispozitiv de urmărire este cuprins între aproximativ 100 kHz și 30 MHz. Semnalele măsurate (0,5 mV ÷ 500 mV) sunt amplificate, detectate și sonorizate la un mic difuzor.

Tranzistorul T1, un MOSFET, funcționează ca amplificator cu impedanță de intrare mare, pentru a evita încărcarea sursei de semnal. Tranzistoarele T2, T3 și T4 formează un amplificator logaritmic cu amplificare mare, care comandă demodulatorul MA T5-D5. Pentru a face audibile semnalele detectate, este folosit un singur integrat, IC1, amplificator de putere de AF. Testarea echipamentului RF constă în simple „sondaje" în anumite puncte ale circuitului și în ascultarea atentă a semnalului detectat, a cărui amplitudine relativă ne poate furniza indicii asupra posibilelor cauze ale disfuncțiilor. Amplificatorul logaritmic al dispozitivului de urmărire evită necesitatea unor frecvente reajustări ale reglajului de volum, P1. Aparatul este atât de sensibil încât furnizează semnale sonore chiar și atunci când intrarea este apropiată de zona de circuit ce trebuie testată.

Pentru construirea practică a montajului, soluția optimă ar fi montarea lui într-un tub scurt din ABS, care să folosească și drept sondă, și scoaterea în afara lui a trei conductoare, pentru tensiunea de alimentare și difuzor. Îi sfătuim pe



potențialii constructori să insiste mult asupra decuplării RF și realizarea unor conexiuni cât mai scurte posibil, pentru a avea o lățime de bandă relativ mare. Consumul de curent al dispozitivul de urmărire este de circa 100 mA, la o tensiune continuă de alimentare de 6 V.

191 Multimetru digital utilizat ca frecvențmetru

Dacă îi atașăm unui multimetru cu rezistență mare de intrare (care e preferabil să fie de tip digital) un convertor frecvență-tensiune, el va putea fi folosit la măsurarea frecvențelor.

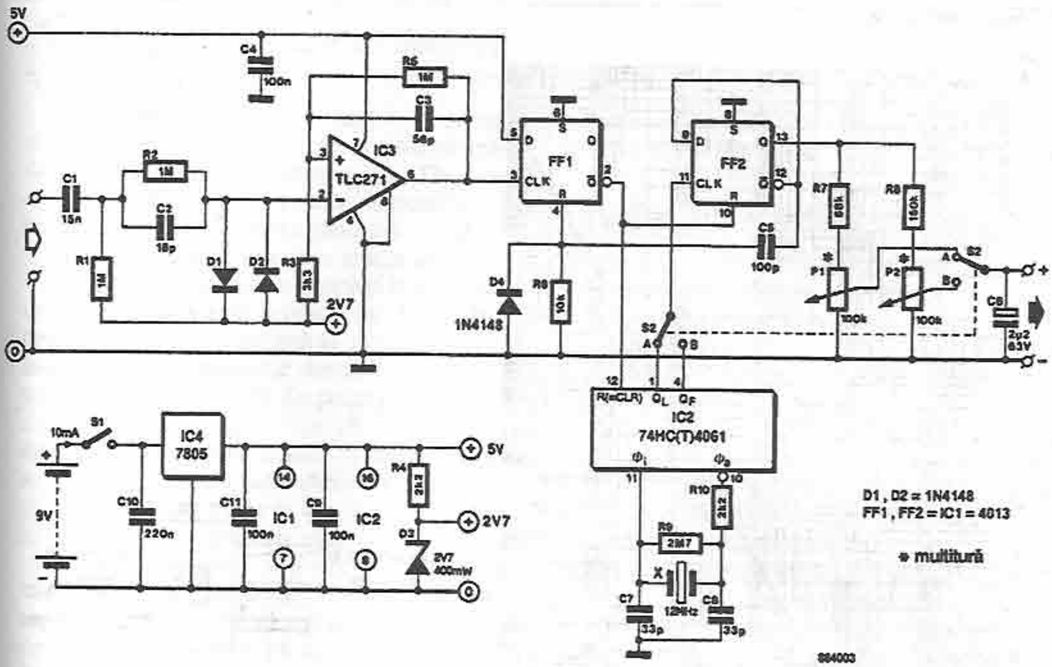
Domeniul instrumentului este cuprins între 10 Hz și 1 kHz, pe poziția A, și între 1 kHz și 100 kHz pe poziția B.

Sensibilitatea la măsurarea frecvențelor de până la 10 kHz este de ordinul a 35 mV_{vv}, iar pentru măsurări de la 10 kHz la 100 kHz de aproximativ 350 mV_{vv}.

Semnalul de intrare este aplicat triggerului Schmitt IC3, prin limitatoarele D1 și D2. Bistabilele FF1 și FF2, și IC2 formează un monostabil. Când monostabilul este declanșat, el generează un impuls a cărui durată este precis determinată de un cristal de 12 MHz.

Numărul de declanșări ale monostabilului pe unitatea de timp depind de semnalul de la intrare.

Înălțimea impulsului este o funcție de tensiunea de alimentare a monostabilului, care este furnizată de stabilizatorul de tensiune IC4



și are o valoare de circa 5 V.

La ieșirea monostabilului, adică pinul 13 al lui FF2, va apărea astfel un tren de impulsuri, de lățime și înălțime constante, dar al căror număr (și, ca urmare, valoare medie) este proporțional cu frecvența de intrare.

Rețeaua RC de la ieșirea lui FF2 formează un filtru trece-jos, astfel încât tensiunea medie a impulsurilor va apărea pe C6.

Potențiometrele P1 și P2 și rezistențele R7 și R8 formează un divizor de tensiune, care permite reglarea factorului de conversie frecvență-tensiune.

Tensiunea pe C6 măsurată de multimetrul digital este deci direct proporțională cu frecvența semnalului de intrare.

La funcționarea pe domeniul A, o tensiune de 10 mV corespunde frecvenței de 10 Hz, iar 1 V – celei de 100 kHz.

Pentru calibrarea aparatului de măsură, conectați temporar punctul comun lui R7 și R8 la pinul 12 al lui FF2, în loc de pinul 13. Nu trebuie să existe semnal de intrare. Comutați multimetrul digital pe domeniul de 20 V și conectați-lbornele lui C6. Fixați S2 în poziția A și reglați P1 astfel ca aparatul de măsură să indice 2,93 V. Apoi comutați aparatul de măsură pe domeniul de 2 V și pe S2 în poziția B. Acum reglați P2 astfel încât aparatul de măsură să indice 1,875 V. La sfârșit, reconectați punctul comun lui R7 și R8 la pinul 13 al lui FF2.

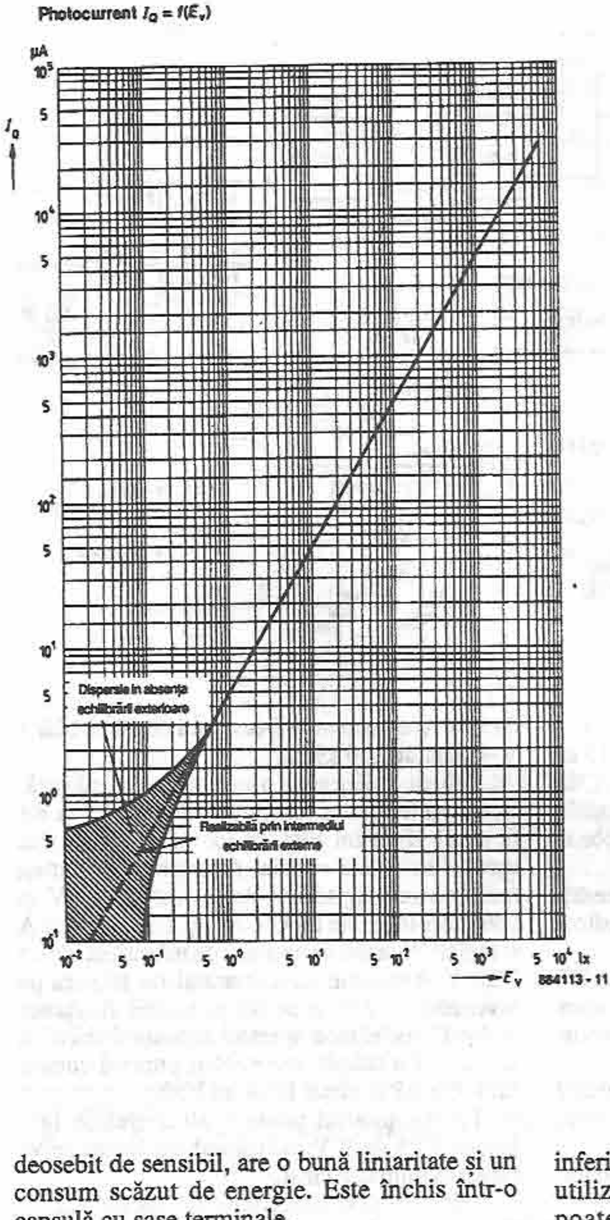
Frecvențmetrul poate fi alimentat de la o baterie PP3 de 9 V; consumul de curent se va ridica la numai 10 mA.

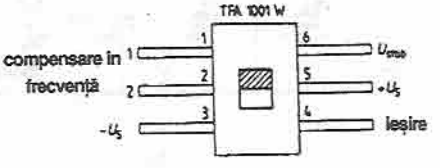
192 *Luxmetru de mici dimensiuni*

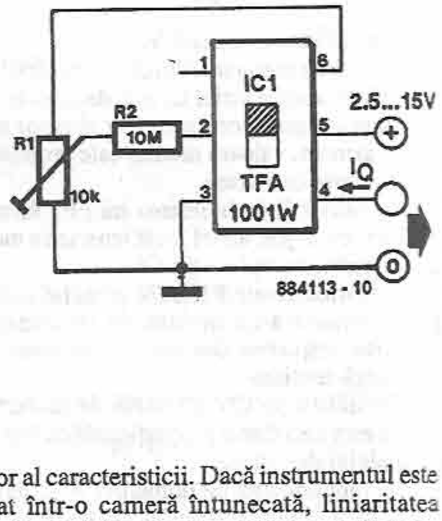
Multe dintre componentele electronice fabricate astăzi au fost proiectate pentru a fi folosite în industria aparaturii foto. Din această categorie face parte și circuitul integrat TFA1001W al firmei Siemens.

Acest circuit integrat bipolar conține, în afară de fotodiodă, un amplificator și o sursă de tensiune de referință de 1,35 V. Posibilele sale aplicații includ: fotometrie, echipamente electronice de semnalizare, detectoare de fum, optocuploare liniare etc.

Luzmetrul prezentat în acest articol este







deosebit de sensibil, are o bună liniaritate și un consum scăzut de energie. Este închis într-o capsulă cu șase terminale.

În afară de circuitul TFA1001W, montajul conține doar două elemente în plus. Tensiunea de alimentare poate varia de la 2,5 la 15 V.

Curentul la ieșire, I_Q (în esență, montajul este o sursă de curent controlată de un flux luminos), reprezintă o măsură a fluxului luminos incident – vezi fig. 2.

Cu P1 se poate face reglajul circuitului astfel încât să obținem o liniaritate optimă în domeniul inferior al caracteristicii. Dacă instrumentul este utilizat într-o cameră întunecată, liniaritatea poate fi reglată simplu, printr-o mai mare deschidere a diafragmei. De fiecare dată când diafragma este trecută într-o nouă poziție, fluxul luminos se modifică, printr-un factor egal cu 2. O altă variantă de calibrare – de fapt, cea mai simplă cale – ar fi compararea cu un luxmetru.

Dacă montajul este folosit ca luxmetru de sine stătător, va trebui conectat un microampermetru între borna pozitivă de alimentare și ieșirea I_Q.

193 Detector de deflexie

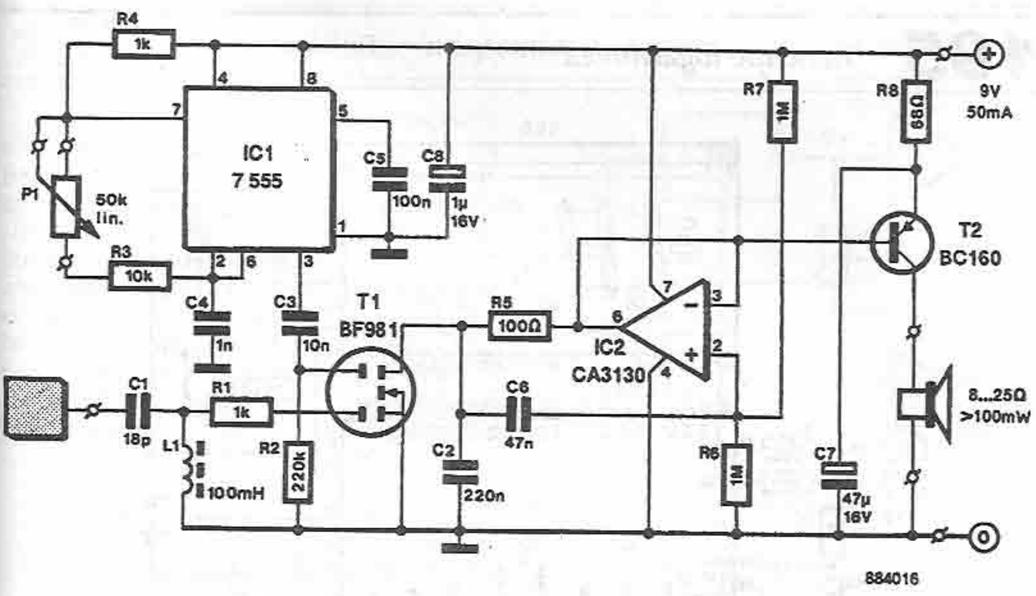
Depanările în zona de înaltă tensiune a monitoarelor și televizoarelor presupun întotdeauna asumarea unui anumit risc. De aceea, devine necesar, în special pentru depanatorii mai puțin experimentați, să se găsească o cale de a verifica în siguranță prezența înaltei tensiuni.

În receptoarele de televiziune și în monitoare, tensiunea înaltă este produsă în circuitele de deflexie. Acestea lucrează la circa 16 kHz și induc un câmp magnetic destul de puternic în transformatorul de linii. Se poate presupune, în siguranță, că, atâta vreme cât circuitele de deflexie funcționează corect, și înalta tensiune se va menține în limitele admise. După cum se știe, există posibilitatea ca o înfășurare de înaltă tensiune să fie cauza. Dar să nu fim pesimiști...

Montajul pe care vi-l propunem permite supravegherea „fără fir" a zonei de înaltă tensiune, deoarece el captează semnalele cuprinse între circa 14 kHz și 45 kHz (și armonicile lor) și le convertește în semnale audio.

Reglajul frecvenței oscilatorului IC1 poate fi făcut cu ajutorul unui potențiometru. Semnalul de ieșire al oscilatorului este mixat cu semnalul de deflexie detectat – în T1. Deoarece IC2 este conectat ca „girator", filtrul L1-C1 din drena lui T1 extrage din produsul de mixare un semnal audio. Acesta, de nivel foarte scăzut, este amplificat de T2, până la un nivel suficient de mare încât să poată comanda un mic difuzor.

Cea mai bună variantă de a realiza „sonda" detectorului este folosirea unui scurt conductor electric rigid, izolat (variantă preferabilă, dar nu obligatorie), conectat la o plăcuță metalică izolată. Pentru a verifica dacă circuitele de deflexie lucrează corect, monitorul sau receptorul TV, cât și montajul tester, trebuie să fie alimentate. După aceea sonda trebuie plasată în vecinătatea transformatorului de linii și se va regla potențiometrul testerului până în momentul când se aude un fluierat continuu în difuzor. În momentul stingerii monitorului (receptorului TV), acest fluierat trebuie să dispară. În caz că se întâmplă astfel, este de presupus că deflexia și, implicit, în mod aproape cert, înalta tensiune, se încadrează în parametrii normali.



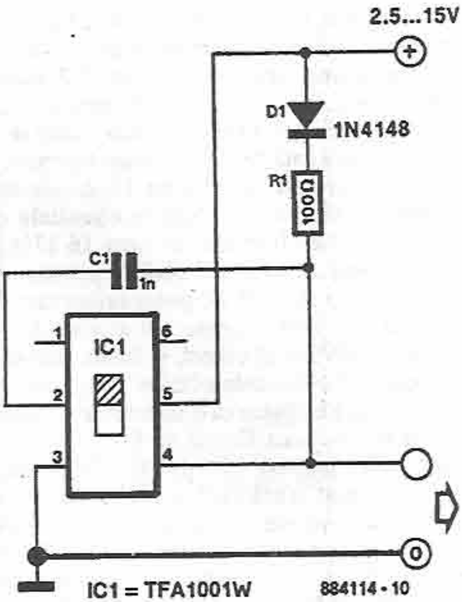
194 Convertor lumină-frecvență

Circuitul integrat TFA1001W al firmei Siemens face posibilă convertirea intensității luminoase în frecvență. Integratul conține o fotodiodă și un amplificator. El furnizează, la ieșirea sa cu colectorul în gol, un curent direct proporțional cu fluxul luminos incident pe fotodiodă. Dispunerea pinilor circuitului integrat este indicată în schema alăturată.

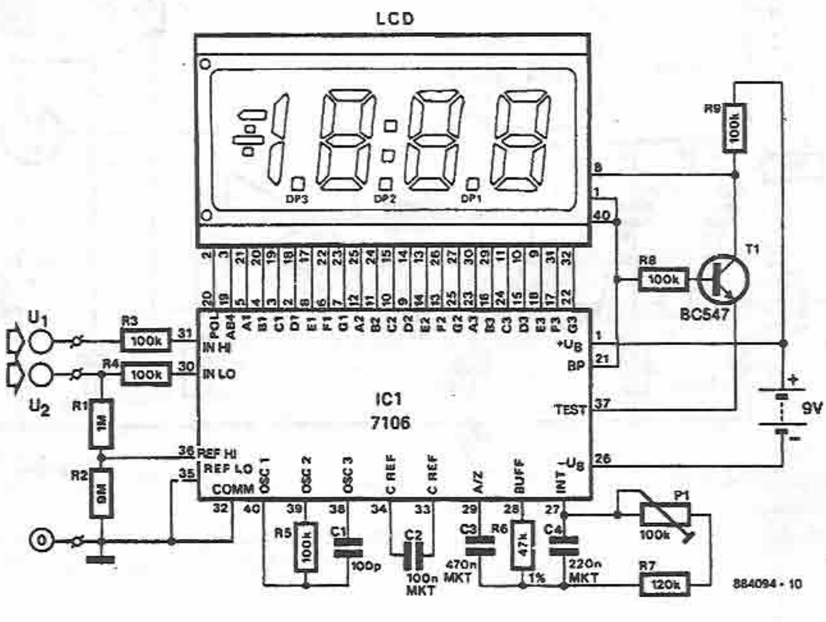
Condensatorul conectat între ieșirea amplificatorului și conexiunea de compensare a frecvenței garantează că amplificatorul va oscila.

La o valoare de 1 nF a condensatorului, frecvența la ieșire variază între 100 Hz și 100 kHz, în funcție de intensitatea luminoasă (tensiunea de alimentare = 2,5 V). Semnalul de ieșire are o valoare de vârf cuprinsă între 2 și 4 V (în funcție de tensiunea de alimentare). La ieșire, sarcina trebuie să depășească 50 kΩ.

Tensiunea sursei de alimentare poate fi cuprinsă între 2,5 V și 15 V. Dacă nu cade deloc lumină pe fotodiodă, valoarea curentului va fi sub 1 mA; când fotodioda este iluminată, el crește (până la o limită care este funcție de sarcina la ieșire).



195 Indicație logaritmică



Când binecunoscutul voltmetru integrat 7106 este conectat ca în schema alăturată, afişajul va indica raportul logaritmic între tensiunile continue de intrare U1 şi U2, (unde U1 ≥ U2). Ceea ce este afişat pe display reprezintă log(U2 / U1).

Valoarea lui U1 poate fi cuprinsă între 20 mV şi 2 V, iar cea a lui U2, între U1 şi U1 / 100.

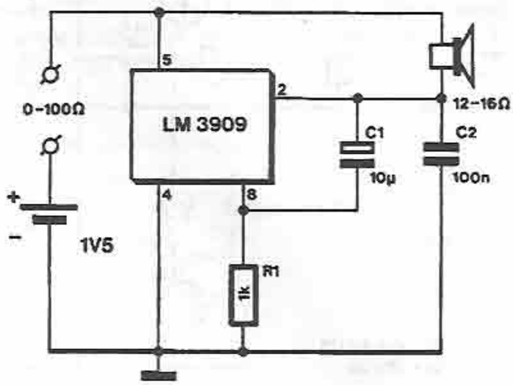
Pentru ca montajul să lucreze corect, raportul R1:R2 trebuie să fie exact 1:9. Calibrarea se va face aplicând o tensiune continuă de 1 V la intrarea lui U2 şi reglând pe P1 într-o poziţie în care afişajul arată exact 1.000 (= log 1 / 0,1).

Curentul prin montaj va fi de câţiva miliamperi, la o tensiune de alimentare de 9 V (o baterie PP3 este ideală).

196 *Tester de continuitate alimentat la joasă tensiune*

Dimensiunile la care poate fi realizat acest tester de continuitate sunt extrem de reduse, mulţumită utilizării unei baterii de 1,5 V din cele pentru lanterne tip stilou. Difuzorul miniatural sună când rezistenţa dintre „crocodili" (sau sonde) este cuprinsă între 0 şi 100 Ω. Diferenţele de 5 Ω sunt transpuse în variaţii corespunzătoare ale volumului la ieşire.

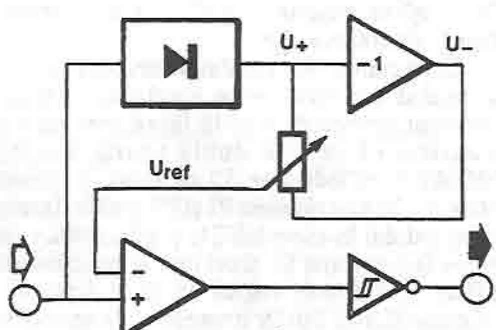
Bateria are o durată de funcţionare relativ lungă deoarece consumul de curent al testerului de continuitate este de numai 30 mA atunci când bornele de intrare sunt în scurtcircuit.



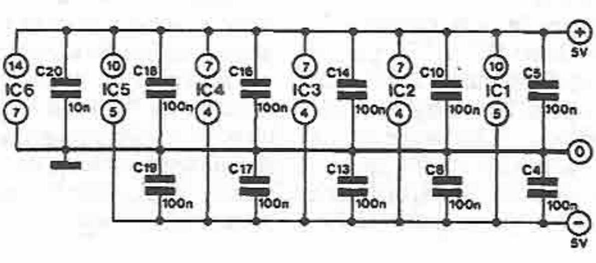
884059-1

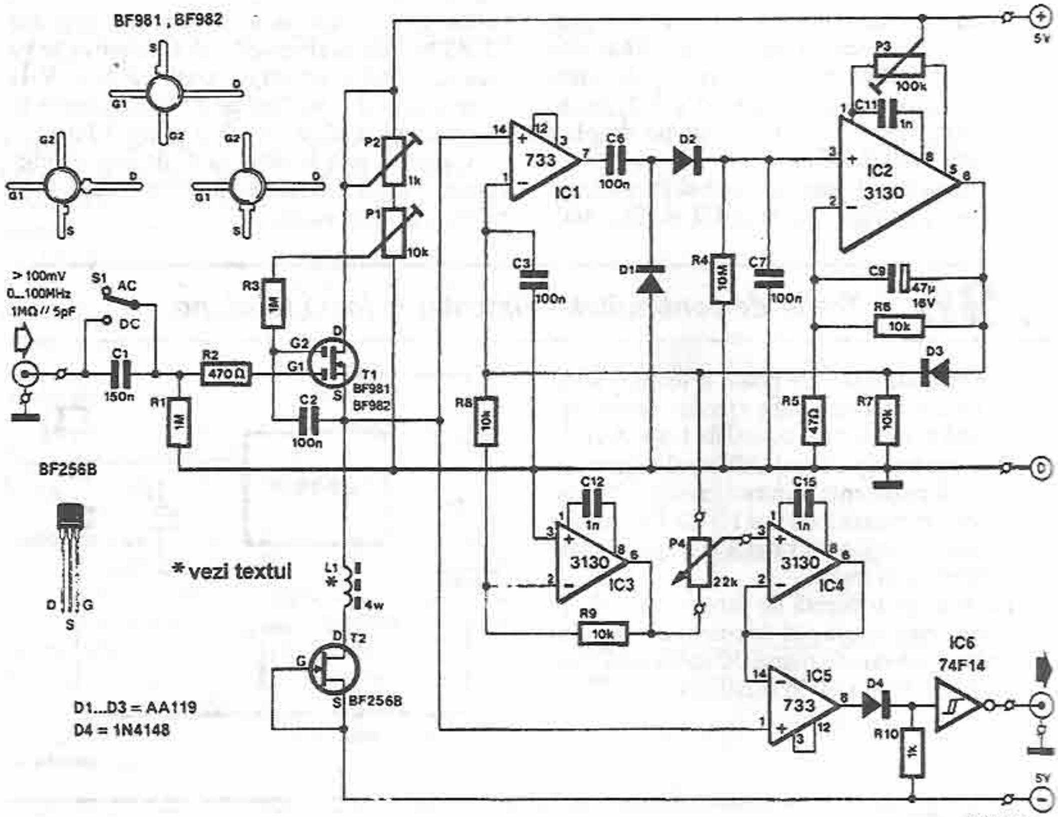
197 *Preamplificator independent de nivel, trigger de bandă largă*

Acest montaj înlătură dificultatea reajustării nivelului de declanşare a unui osciloscop sau frecvenţmetru, la fiecare modificare a amplitudinii semnalului de intrare. Din schema bloc alăturată reiese că impulsurile de declanşare sunt furnizate de un comparator rapid, care compară amplitudinea instantanee a semnalului de intrare cu o tensiune de referinţă rezultată din diferenţa între amplitudinea de vârf a semialternanţei pozitive şi a celei negative ale semnalului de intrare redresat. Montajul este suficient de rapid pentru a prelucra semnale de intrare cu o



884047 - 10





884047 - 11

frecvență de până la 100 MHz și are o sensibilitate de 100 mV_{VV}.

După cum se observă din schema circuitului, semnalul de intrare este amplificat într-un preamplificator de bandă largă realizat cu tranzistorul de UIF dublă poartă T1, un MOSFET, avându-l pe T2 ca sursă de curent constant. Semireglabilele P1 și P2 ajută la fixarea potențialului în sursa lui T1, și prin urmare cu ele se face reglajul fin și cel brut al compensării offset-ului pentru lanțul de amplificatoare înseriate IC1-IC2-IC3. Redresorul de semnal și amplificatorul de tensiune continuă sunt D1-D2-R4-C7 și IC2. Semnalul relativ slab este amplificat în continuare în amplificatoarele operaționale cu cuplaj direct IC3 și IC4, pentru a fi comparat cu semnalul măsurat, amplificat, în amplificatorul operațional IC5. Integratul IC6, trigger Schmitt / inversor, „curăță" semnalul de declanșare înainte ca acesta să fie aplicat instrumentului de măsură. Sensibilitatea triggerului este reglată cu potențiometrul P4. Șocul L1 este format din 4 spire din conductor de cupru emailat, cu diametrul de 0,2 mm, bobinate pe o mică perlă de ferită. Tranzistorul MOSFET T1, poate fi înlocuit cu BF991 sau BF966, în cazul că aceste tipuri le puteți procura mai ușor, la nivel local.

La realizarea practică a montajului nu trebuie să scăpați din vedere că el lucrează la frecvențe relativ înalte. În acest sens, este recomandabil să se utilizeze o suprafață mare de cupru ca plan de masă eficient, la care se vor conecta componentele. Conexiunile vor fi cât mai scurte posibil, se va face o bună ecranare și o decuplare eficientă a tensiunii de alimentare în diferite puncte ale circuitului – toate acestea sunt obligatorii pentru a asigura o bună funcționare.

Sensibilitatea optimă se va obține prin reglajele lui P1, P2 și P3, astfel încât să rezulte un offset minim măsurat la ieșirea lui IC3. Aceste reglaje se vor executa după o perioadă de câteva minute de „încălzire" a montajului și cu intrarea preamplificatorului temporar scurtcircuitată.

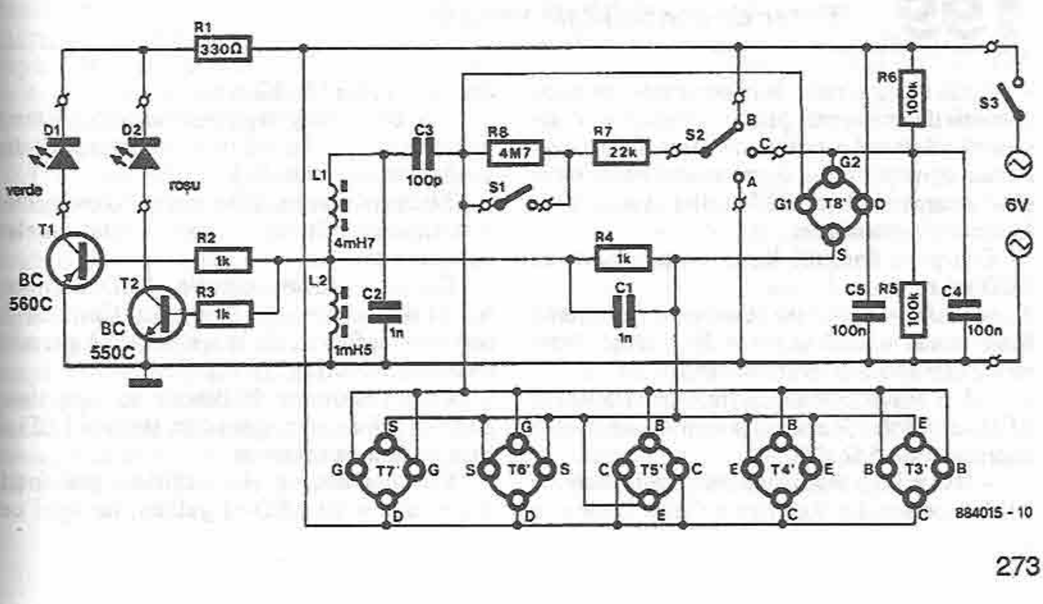
198 *Tester simplu pentru tranzistoare*

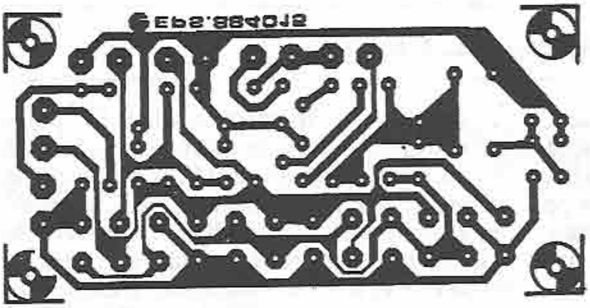
Când experimentați montaje electronice, apare frecvent necesitatea de a verifica rapid tranzistoarele bipolare sau cu efect de câmp, înaintea lipirii lor în montaj, sau pe acelea pe care le-ați scos din circuite a căror funcționare necorespunzătoare o puneți pe seama lor. Constructorii de aparatură electronică, îndeosebi, au nevoie să știe dacă un anume tranzistor, de tip și proveniență cunoscute, funcționează sau nu, sau dacă o astfel de componentă, de tip necunoscut, este cumva un FET sau un tranzistor bipolar (PNP sau NPN).

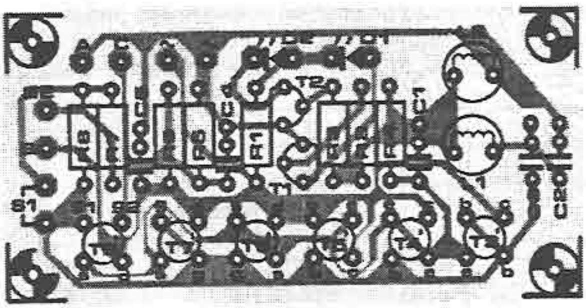
Acest tester îl puteți realiza din piese refolosibile, care v-au rămas prin sertare. În cazul în care tranzistorul de testat (TT) este funcțional și corect conectat, montajul va oscila în timpul unei semiperioade a tensiunii alternative de alimentare (50 sau 60 Hz). Dacă tranzistorul de testat este în stare de funcționare și este de tip NPN, se va aprinde LED-ul roșu D2. LED-ul verde D1 îndeplinește o funcție similară, dar pentru TT de tip PNP. Indicația „TT bun/defect" este obținută cu S2 pe poziția de mijloc și S1 deschis, așa cum se vede în schemă. Dacă S1

Comutator	S1	S2 B O O C	
TT		A O	
	● O O	● ●	
J-FET	x	● ● ●	
DG-MOSFET	x	O O (U_{g2}=1/2U_d) ●	● ● (g1 la g2) ●
(MOS) FET îmbunătățit	x	● ● O	

● = oscilații
O = absență oscilații
x = fără importanță







Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1 = 330 Ω
R2, R3, R4 = 1kΩ
R5, R6 = 100 kΩ
R8 = 4,7 MΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 1 nF
C3 = 100 pF
C4, C5 = 100 nF

Inductanțe:
L1 = 4,7 mH șoc cu terminale pentru implantare, de exemplu tip Toko 181LY472 (Cirkit)
L2 = 1,5 mH șoc cu terminale pentru implantare, de exemplu tip Toko 181LY152 (Cirkit)

Semiconductoare:
D1 = LED verde
D2 = LED roșu
T1 = BC560C
T2 = BC550C

Diverse:
S1 = comutator monopolar pentru un singur circuit, miniatural
S2 = comutator rotativ cu 3 poziții
6 socluri cu 4 pini, pentru tranzistoare
placă circuit imprimat tip 884051

este închis și TT montat e un bipolar, LED-urile vor arăta dacă amplitudinea oscilatorului este redusă în mod semnificativ, sau nulă. FET-urile în bună stare de funcționare vor produce oscilații independent de poziția lui S1. Când S2 este fixat pe poziția A sau C, numai tranzistoarele J-FET și cele MOSFET dublă poartă vor produce oscilații.

În tabelul alăturat aveți o imagine sinoptic a variantelor posibile. De remarcat că S3 va trebui să fie deschis și închis după fiecare schimbare a poziției lui S2. În sfârșit, în ceea ce privește alimentarea testerului, de preferat ar fi ca aceasta să fie făcută de la un adaptor de rețea tip 6 V_{ca}.

199 *Tester de continuitate versatil*

Acest tester simplu de continuitate are patru domenii de rezistență, pentru detectarea rapidă și certă a defectelor echipamentelor electronice. Folosit corespunzător, instrumentul poate servi și la testarea diodelor, LED-urilor și a condensatoarelor electrolitice.

Cele patru domenii de rezistență indicate de LED-uri sunt:

– **VLO** = very low resistance (rezistență foarte mică) = LED-ul verde. Rezistența dintre sonde este sub 5 Ω. Buzerul sună.

– **LO** = low resistance (rezistență mică) = LED-ul galben. Rezistența dintre sonde este cuprinsă între 5 Ω și 100 Ω.

– **HO** = high resistance (rezistență mare) = LED-ul portocaliu. Rezistența dintre sonde este între 100 kΩ și 15 MΩ.

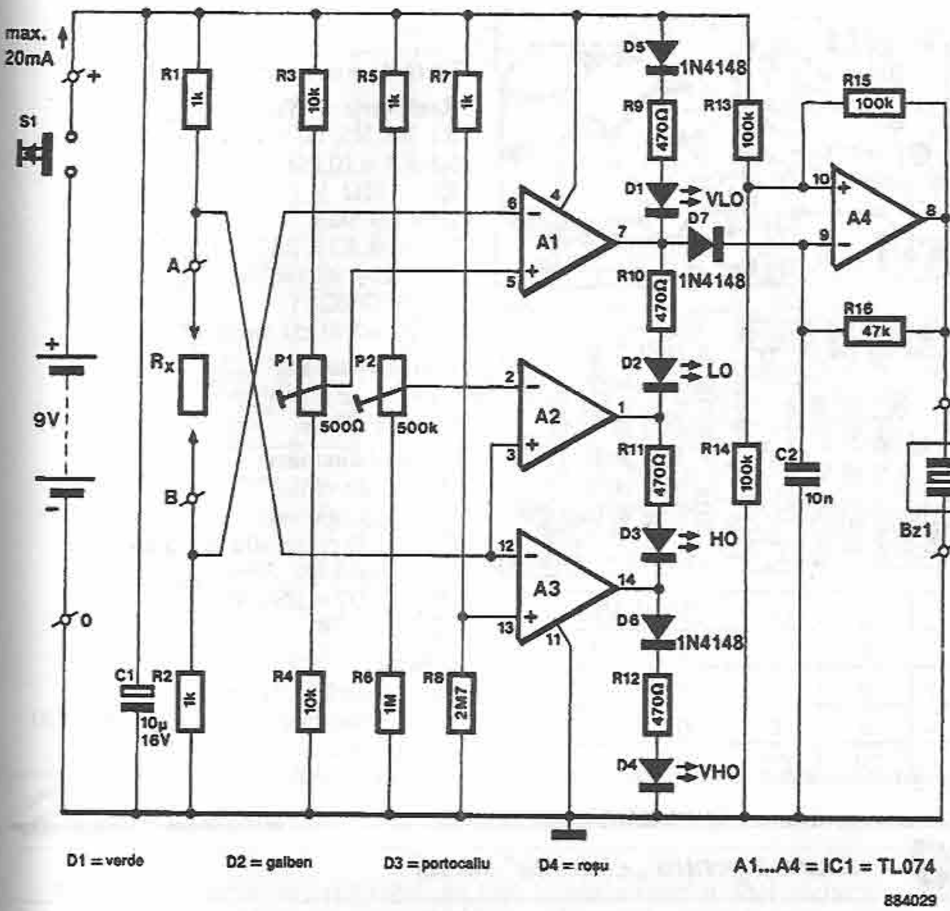
– **VHO** = very high resistance (rezistență foarte mare) = LED-ul roșu. Rezistența dintre sonde este mai mare de 15 MΩ.

Testerul de continuitate poate fi folosit pentru o verificare inițială, în cazul următoarelor componente:

Diode: sensul de conducție – LED-ul galben, sensul de blocare – LED-ul roșu. Curentul de test este suficient de mare încât să permită testarea LED-urilor.

Condensatoare: în funcție de capacitate, LED-ul galben va pâlpâi scurt, iar apoi LED-ul roșu va lumina continuu.

Condensatoare electrolitice: mai întâi luminează scurt LED-ul galben, iar apoi ce

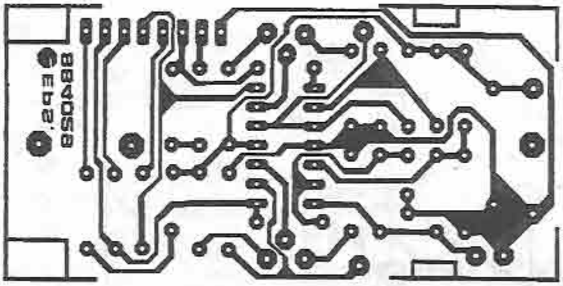


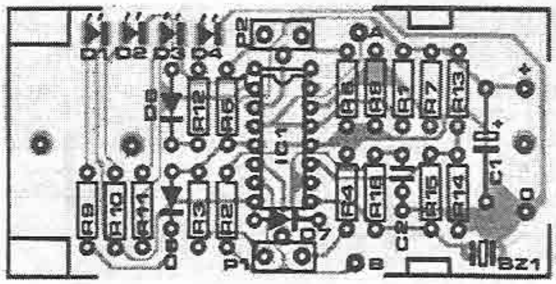
portocaliu. LED-ul roșu se aprinde atunci când condensatorul este încărcat la capacitatea maximă. Cu ceva cunoștințe și experiență, capacitatea poate fi dedusă din timpul de încărcare. Buzerul produce un sunet scurt, sau unul continuu când condensatorul electrolitic este străpuns.

După cum se vede și din schema circuitului, trei amplificatoare operaționale compară căderea de tensiune dintre sondele de testare, cu o tensiune fixă, și arată care dintre cele două este mai mare – comutându-și ieșirile la nivelul tensiunii de alimentare pozitive sau al masei (vezi tabelul alăturat). Cel de-al patrulea amplificator operațional, A4, lucrează ca generator de semnal dreptunghiular care comandă buzerul. Generatorul este activat de D7, deoarece acesta lucrează numai când ieșirea lui A1 este în starea L, și D1 luminează (VLO).

După montarea tuturor componentelor pe placa de cablaj, se reglează, cu P1 și P2, domeniile VLO și LO. Fixați ferm sondele de testare pe o rezistență de 5 Ω și reglați pe P1 astfel încât D1 tocmai să se stingă, și D2 să se aprindă. Procedați asemănător pentru o rezistență de 100 kΩ, pentru a stabili poziția lui P2, atunci când D2 tocmai s-a stins și D3 s-a aprins.

Consumul de curent al testerului este sub 20 mA, în cazul folosirii unei baterii PP3 de 9 V, care ar putea asigura 10 până la 15 ore de funcționare. Testerul poate fi alimentat, evident, și printr-un adaptor de rețea. Este recomandabil ca R8 să fie decuplată printr-un condensator electrolitic de 22 µF, atunci când tensiunea de alimentare este relativ scăzută. Pentru a intensifica sunetul buzerului, R16 ar trebui înlocuită cu un semireglabil, pe care îl veți regla până când buzerul rezonează.





	VLO	LO	HO	VHO
A1	0	1	1	1
A2	0	0	1	1
A3	0	0	0	1
LED.	D1	D2	D3	D4

Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1, R2, R5, R7 = 1kΩ
R3, R4 = 10 kΩ
R6 = 1MΩ
R8 = 2,7 MΩ
R9, R10, R11, R12 = 470 Ω
R13, R14, R15 = 100 kΩ
R16 = 47 kΩ
P1, P2 = 500 kΩ semiregl. V

Condensatoare:
C1 = 10 µF / 16 V
C2 = 10 nF

Semiconductoare:
D1 = LED verde
D2 = LED galben
D3 = LED portocaliu sau chihlimbar
D4 = LED roșu
D5, D6, D7 = 1N4148
IC1 = TL074

Diverse:
S1 = buton ND, cu reținere
Bz1 = buzer piezo, de ex. Toko PB2720
Suport pentru baterie
- Carcasă din ABS

200 *Alarmă pentru „căderea" sursei*

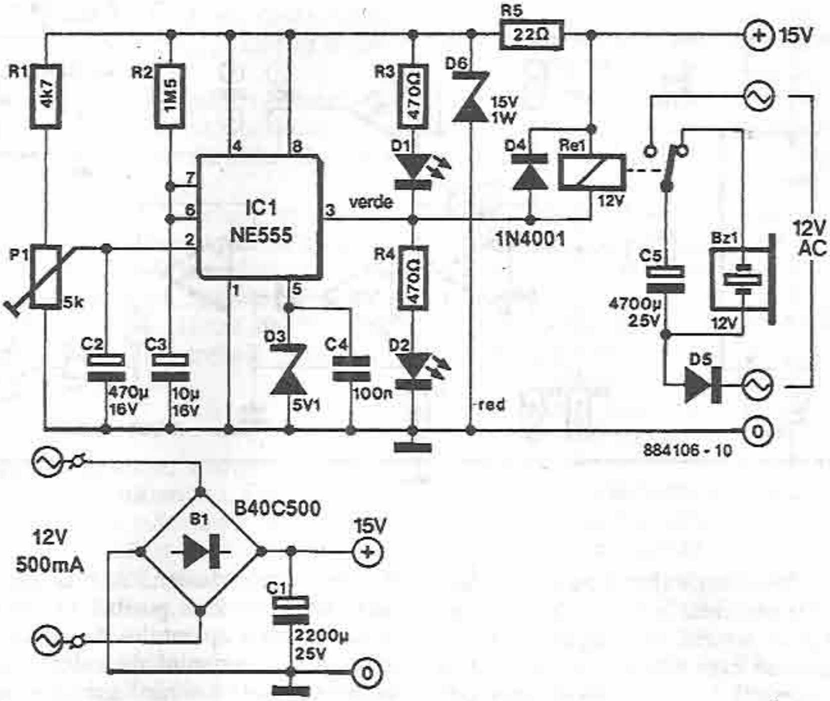
Aplicațiile binecunoscutului temporizator 555 n-au fost încă epuizate, după cum se vede și din schema alăturată. Ea se aseamănă cu supraveghetorul de tensiune prezentat tot în revista Elektor (Ref. 1). Diferența dintre cele două montaje constă în faptul că acesta își măsoară propria tensiune de alimentare și acționează un buzer, care continuă să sune și după întreruperea completă a sursei. Montajul acesta poate fi, deci, asociat unui echipament existent, pentru a detecta dacă s-a produs o cădere a sursei de tensiune, și când s-a întâmplat acest lucru.

Circuitul integrat 555 funcționează ca monostabil. Când tensiunea este cea normală, pinul 3 al temporizatorului este în starea L, fapt indicat de D1, care luminează. Îndată ce tensiunea de alimentare scade sub o anumită valoare (reglată cu P1), integratul 555 este declanșat și pinul 3 trece în starea H. După aproximativ 7 s, D2 se aprinde, indicând prezența unei defecțiuni. În același timp, releul Re1 este alimentat, și va conecta buzerul Bz1. Datorită capacității mari a condensatorului electrolitic conectat în paralel cu el, buzerul va continua să sune încă 30 s după „căderea" alimentării.

Nu sunt indicate scurtele variații ale tensiunii de alimentare, din cauza condensatorului electrolitic de capacitate mare dintre cursorul potențiometrului P1 și masă. În mod normal, aceste mici variații ale tensiunii de alimentare sunt compensate de condensatoarele de acumulare conținute de echipamentul ce urmează a fi supravegheat. Dacă totuși se dorește detectarea acestor scurte variații, atunci C2 trebuie eliminat din schemă.

Întârzierea declanșării alarmei poate fi modificată după dorință, dând diferite valori lui R2 sau C3 (constanta de timp a monostabilului = 1,1xR2xC3).

Ref. 1: *Elektor Electronics*, iulie 1983.



201 *Aparat pentru măsurarea conductanței*

Conductanța, inversul rezistenței, nu este ceva ce trebuie să măsurăm zi de zi: de obicei, lucrăm cu rezistențe.

În general vorbind, măsurarea conductanței nu este cu nimic mai dificilă decât cea a rezistenței. De fapt, în cazul unui ohmmetru analogic, este suficient ca în locul valorilor rezistențelor să trecem inversul lor – pentru a-l converti într-un aparat pentru măsurarea conductanțelor. Însă majoritatea ohmmetrelor lucrează cu tensiuni continue sau curenți continui. Deci, este întotdeauna posibil ca, producându-se într-un grad oarecare electroliza, măsurătorile efectuate asupra lichidelor să fie distorsionate.

Pentru a evita electroliza, aparatul de măsură trebuie să lucreze cu tensiune sau curent alternativ, la o frecvență suficient de mare.

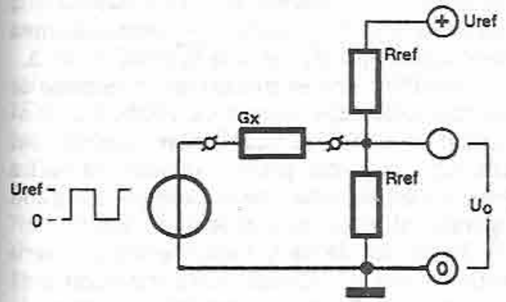


Fig. 1. a

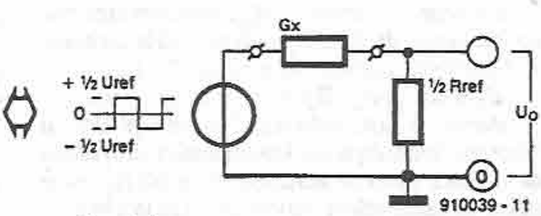


Fig. 1. b

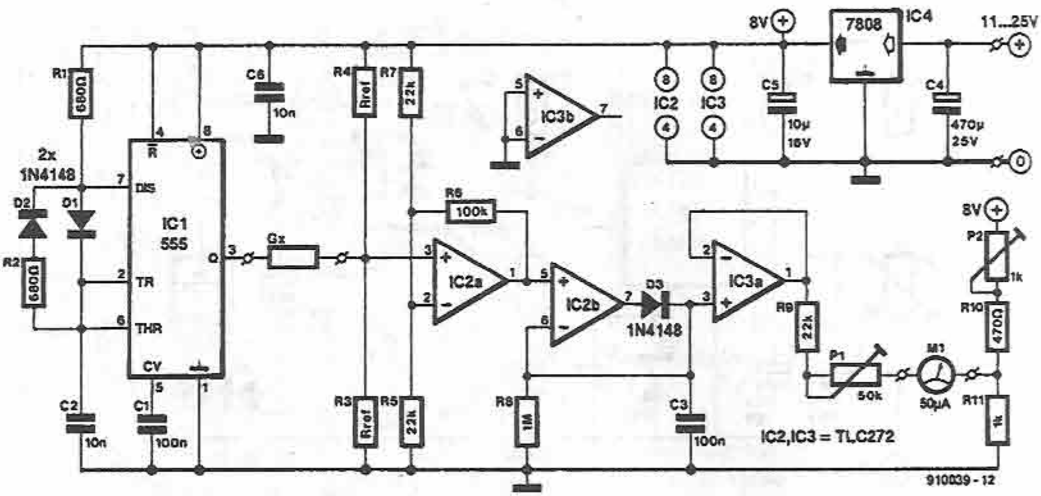


Fig. 2

Principiul de funcționare al unui astfel de aparat de măsură este prezentat în fig. 1a. În cazul dat, un generator de semnal dreptunghiular furnizează o tensiune care alternează între 0 și o valoare de referință, U_{ref}. Această tensiune este aplicată la unul din terminalele conductanței necunoscute Gx; celălalt terminal este menținut la ½ U_{ref}. Deci, tensiunea ce cade pe Gx este una dreptunghiulară, care oscilează între ±½ U_{ref}, adică o veritabilă tensiune alternativă. Ca să putem afla conductanța, trebuie să măsurăm tensiunea pe una din rezistențele R_{ref}.

Relația între conductanțe rezultă din teorema lui Thévenin și din teorema superpoziției. Pentru simplificare, în cele ce urmează nu vom ține cont de valoarea prestabilită, ½ U_{ref}, a tensiunii continue. În aceste condiții, schema din figura 1b este echivalentă, în c.a., cu cea din figura 1a. Rezultă:

$$U_0 = \frac{1}{2} U_{ref} \frac{\frac{1}{2} R_{ref}}{\frac{1}{G_x} + \frac{1}{2} R_{ref}}$$

Dacă ținem cont că ½ R_{ref} de la numitor este mult mai mic decât $1/G_x$, putem rescrie formula, astfel:

U_0 = ¼ $U_{ref} R_{ref} G_x$

Aceasta are, totuși, și avantaje dar și inconveniente. Avantajele sunt acelea că aparatul de măsură va avea scală liniară și că R_{ref} va fi mică, deși măsurările conductanței se fac, în mod obișnuit, la impedanțe mari. La urma urmelor, R_{ref}, pe anumite domenii de măsură, ar putea fi inutil de mare. Este posibil, de asemenea, să retrasăm scala aparatului de măsură, care să includă tot domeniul de valori. Apare însă inconvenientul că această asumare determină o anumită scădere a preciziei și că, atunci când se folosește metoda de față pentru măsurare, precizia maximă se obține la $1/G_x = R_{ref}$.

Montajul

Schema aparatului de măsurare a conductanței este cea din fig. 2.

Generatorul de semnal dreptunghiular este realizat cu binecunoscutul 555 (IC1). Frecvența sa este de 10 kHz, suficient de mare pentru a preveni apariția electrolizei în lichide. Semnalul de la ieșirea oscilatorului este aplicat circuitului de măsură, așa cum se indică în fig. 1 (Gx, R3, R4).

Semnalul de la ieșirea montajului de măsură este separat prin amplificatorul operațional IC2a și amplificat de aproximativ 10 ori. Se obține aceasta deoarece atât R3 cât și R4 trebuie să aibă valoarea $0,2/G_{max}$, unde G_{max} este mărimea conductanței pentru deviația la capăt de scală.

Amplificatorul este urmat de un redresor de calitate ridicată, construit cu IC2b. Condensatorul-tampon C3 se încarcă cu regularitate prin D3, rapid și precis, până la valoarea de vârf a tensiunii intrării neinversoare a amplificatorului operațional, și se descarcă lent prin R8.

Tensiunea de pe C3 este aplicată intrării neinversoare a bufferului IC3a, care comandă aparatul de măsură. Rețeaua R9-P1 servește la

reglarea valorii de capăt de scală. Divizorul de tensiune R10-R11-P2 are rolul de a aduce la zero aparatul de măsură.

Montajul este alimentat prin regulatorul de tensiune IC4. Regulatorul dă posibilitatea ca tensiunea de alimentare să fie folosită pentru crearea tensiunii de referință.

Sonda de măsurare în lichide se confecționează cu ușurință dintr-un cap de imprimantă. Doi dintre pinii capului – de preferință auriți – formează o sondă excelentă, cu distanță fixă între electrozi. Conexiunile dintre electrozi și conductoarele de legătură trebuie impermeabilizate cu rășină epoxidică.

Calibrarea

În funcție de aplicație, aparatul de măsură poate fi calibrat în două moduri. Dacă urmează să fie folosit doar la măsurarea conductanței solidelor, rezistorul utilizat drept conductanță de calibrare trebuie să fie de valoare mare. Aparatul va fi reglat cu P1 și P2 așa cum s-a descris mai înainte.

Dacă va fi folosit pentru măsurări de lichide, configurația sondei, adică distanța dintre cei doi electrozi, va avea un rol important. Rezultatul va fi exprimat în $\mu Sxcm^{-1}$, adică în microsiemens pe centimetru. Acest „pe centimetru" evidențiază faptul că distanța este un factor determinant.

Pentru a efectua o calibrare precisă a aparatului de măsură echipat cu sondă, avem nevoie de un lichid de calibrare. Se va folosi o soluție saturată de sulfat de calciu ($CaSO_4$ anhidriu), foarte potrivită acestui scop: la 20°C, aceasta are o conductanță de 1976 $\mu Sxcm^{-1}$. Soluția se prepară prin dizolvarea sulfatului de calciu în apă distilată până când lichidul nu mai poate primi $CaSO_4$ (soluție suprasaturată). De remarcat, totuși, că sulfatul de calciu este greu solubil în apă.

Dacă dublăm volumul soluției prin adăugarea unei cantități identice de apă distilată, conductanța se va înjumătăți. Dublând încă o dată volumul prin adăugare de apă distilată, conductanța se va înjumătăți din nou. Pe toată perioada diluării soluției, asigurați-vă că aceasta rămâne la 20°C, deoarece conductanța variază cu temperatura.

Veți începe calibrarea înainte de conectarea sursei de alimentare, aducând manual la zero bobina mobilă a aparatului de măsură.

În continuare, conectați sursa și lăsați instrumentul „să se încălzească" vreo câteva minute, după care veți aduce microampermetrul la zero prin reglajul adecvat al lui P2. În această etapă nu trebuie să fie nimic conectat între electrozii (terminalele) de măsură.

După aceea, conectați rezistența de calibrare sau cufundați sonda în lichidul de calibrare și reglați pe P1 până când microampermetrul va indica valoarea corectă. Deoarece acest lucru va afecta ușor reglajul lui P2, va trebui să reluați de câteva ori reglajul ambelor potențiometre.

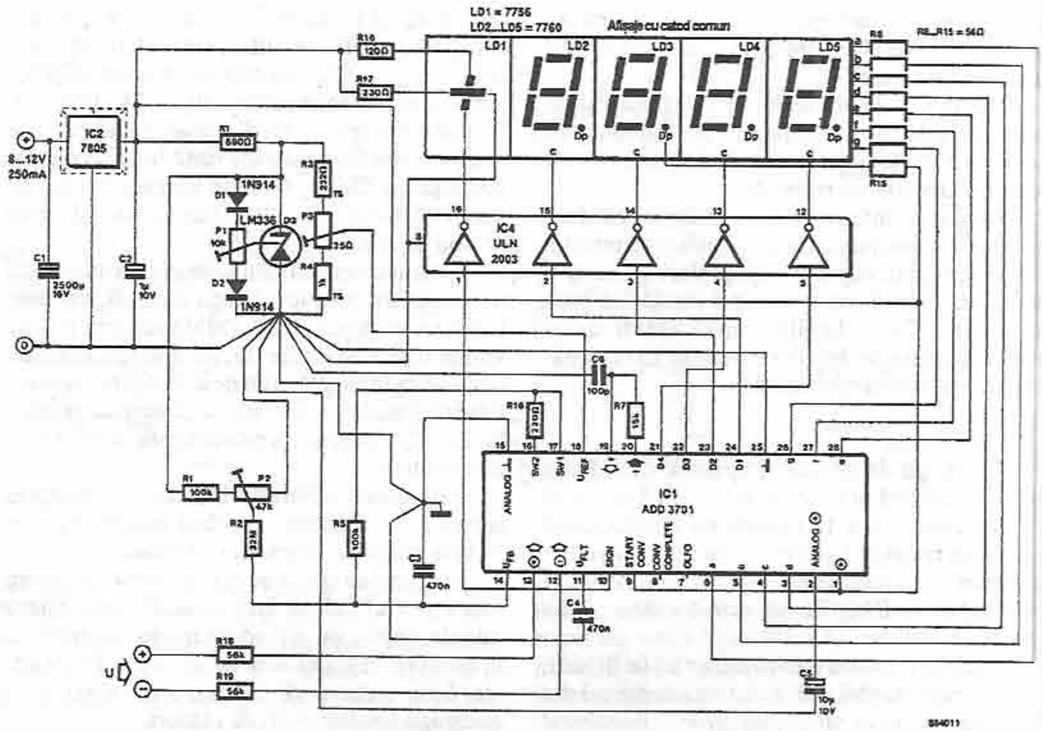
202 *Instrument cu afișare digitală pe 3 ¾ cifre*

Vom descrie acum un panou de afișaj digital pentru instrumente de măsură – DPM (digital panel meter) – care este realizat cu ajutorul unui circuit integrat de măsură special, tip ADD3701, și care poate fi folosit la măsurări de precizie ale tensiunii pentru o largă varietate de surse.

Un LM336 furnizează o tensiune de referință de mare stabilitate. Circuitul integrat IC4, ULN2003, are rolul de buffer pentru ieșirile lui ADD3701, astfel încât afișajele cu catod comun să poată fi comandate direct. ADD3701 multiplexează afișajele în așa fel încât numărul liniilor de control este redus. Curentul prin segmentele afișajului este limitat de rezistențele R8 ÷ R15.

Oscilatorul, care determină frecvența de conversie a convertorului analogic-digital din IC1, are nevoie de o rețea RC exterioară (R7-C6). Datorită necesității unei suprimări adecvate a frecvenței rețelei, frecvența oscilatorului trebuie să fie exact 400 Hz (valoare foarte apropiată de 0,6xR7xC6). În serie cu R7 trebuie conectat un potențiometru semireglabil pentru reglajul precis al frecvenței. În cazul acestei frecvențe a oscilatorului, se efectuează aproximativ trei conversii pe secundă.

O altă posibilitate de a evita interferența pe frecvența fundamentală este aceea de a utiliza un DPM pentru a măsura numai tensiunile pozitive: în această variantă prezența lui LD1 nu este necesară. Tensiunea de intrare este aplicată la U_{FLT} (pinul 11) printr-o rezistență de 100 kΩ. Bornele de intrare U(+) și U(–) nu se



folosesc, în acest caz. De asemenea, nici frecvenţa oscilatorului nu este obligatoriu să fie exact de 400 Hz.

DPM-ul se calibrează prin scurtcircuitarea intrării şi reglarea cursorului lui P2 într-o poziţie în care afişajul să indice 0.000. După aceea, aplicaţi o tensiune de 1,900 V la intrare şi reglaţi semireglabilul P3 până când afişajul indică 3.800. O tensiune de 1,999 V la intrare va avea ca efect apariţia pe afişaj a numărului 3.999. Ţineţi cont de acest lucru, dacă aveţi în vedere un atenuator de intrare.

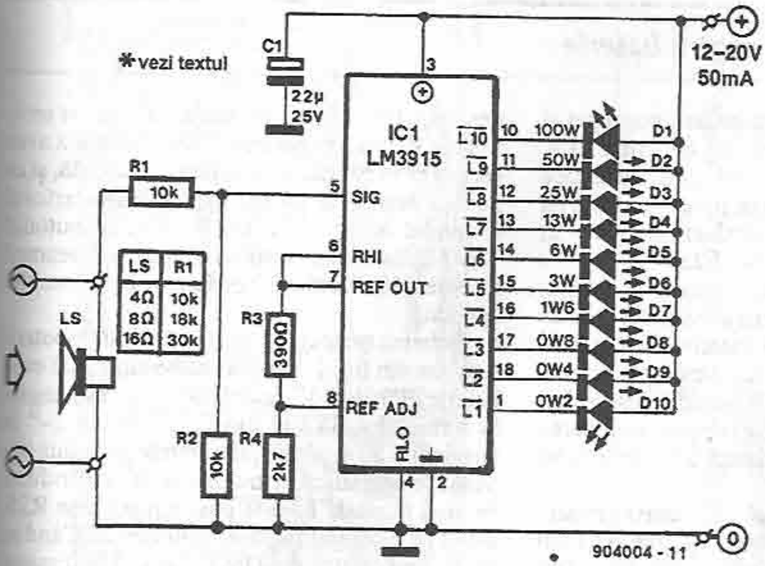
Sarcina pe care o prezintă un etaj de intrare unui divizor de tensiune montat la intrare este foarte redusă: tipic, valoarea curentului la intrare este de 1 nA (maximum, 5 nA).

Sursa de alimentare (nestabilizată) trebuie să poată furniza 8 până la 12 V, la un curent de 250 mA. Montajul, incluzând afişajele, absoarbe un curent de circa 150 mA.

203 *Indicator de putere audio*

Circuitul integratul LM3915, realizat de National Semiconductor, conţine, în principiu, tot ce este necesar pentru măsurarea simplă dar corectă a puterii audio, cu afişare pe o bară de LED-uri etalonată. Montajul prezintă însă inconvenientul că necesită o sursă de alimentare separată. Acesta este însă compensat de foarte buna sensibilitate a aparatului (min 0,2 W) şi de faptul că nu reduce în nici un fel calitatea sunetului, deoarece el nu prezintă o sarcină în plus pentru amplificator (spre deosebire de numeroasele indicatoare de putere AF ieftine, care îşi preiau de la amplificator curentul pentru afişaj.

Dimensionarea rezistenţei R1 este dependentă de impedanţa de sarcină a difuzorului, după cum se poate deduce şi din tabelul ataşat schemei montajului. Rezistenţa poate fi înlocuită printr-o punte conductoare amplasată în respectiva poziţie din schemă, dacă există



Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 10 kΩ (vezi textul)
R2 = 10 kΩ
R3 = 290 Ω
R4 = 2,7 kΩ

Condensatoare:
C1 = 22 µF / 25 V cu terminale axiale

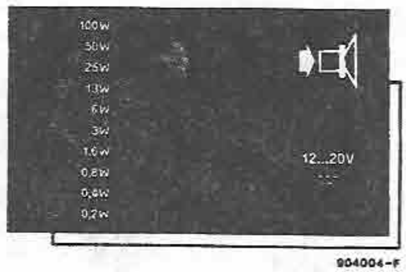
Semiconductoare:
D1 ÷ D10 = bară de LED-uri dreptunghiulare
IC1 = LM3915

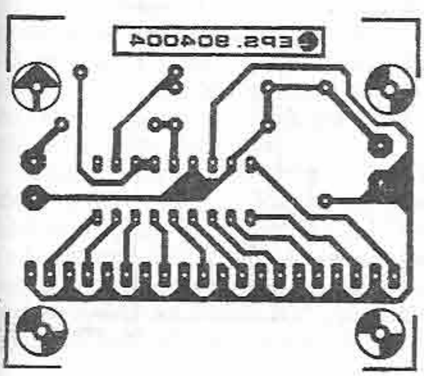
Diverse:
Carcasă Pan-Tec tip PIN1064-01

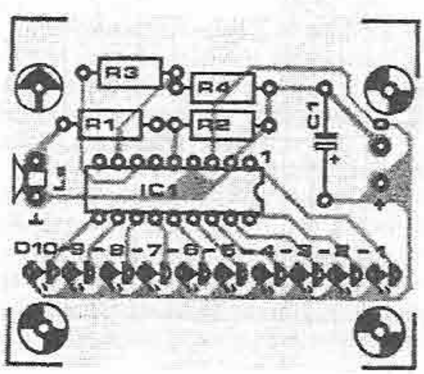
posibilitatea montării rezistenței în interiorul fișei care conectează indicatorul la difuzor. Acesta face convenabil ca indicatorul să fie folosit împreună cu difuzoare de diferite impedanțe: pentru fiecare dintre respectivele impedanțe se va folosi un cablu dedicat.

La utilizarea cu sisteme stereo, fie construim și un duplicat al montajului, fie se aplică semnalele de la difuzor la două rezistențe R1 conectate în serie, al căror punct comun va fi legat la pinul 5 al lui IC1. S-ar putea ca această ultimă variantă să provoace mirare, dar, în practică, ea dă rezultate foarte bune.

Tensiunea necesară pentru alimentarea indicatorului nostru este preluată de la un adaptor obișnuit de c.a., care dă la ieșire 12-20 V c.c.







204 *Tester pentru baterie*

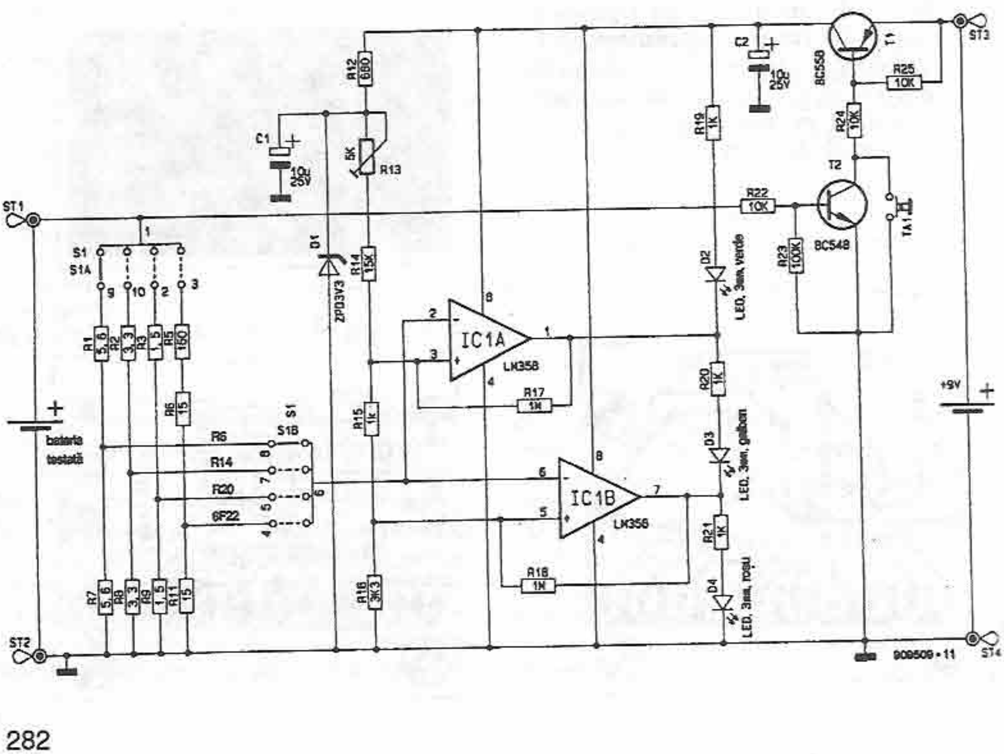
Acest tester de mici dimensiuni, conceput și comercializat sub formă de kit de firma ELV, este prevăzut cu trei LED-uri care pot indica starea unor baterii de diferite tipuri: alcaline cu mangan, cărbune-zinc și alcalină cu zinc – în variantele R6, R14, R20 sau 6F22.

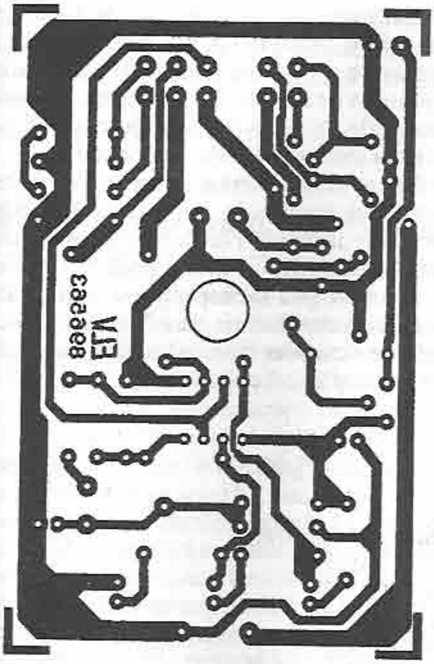
Numărul în permanentă creștere de echipamente alimentate de la baterii a dus la necesitatea unei testări rapide a stării bateriei. Testerul de baterii descris aici vă va ajuta să evitați blocarea, în momentele esențiale, din cauza descărcării bateriei casetofonului, de exemplu, sau starea inertă a lanternei, telecomenzii ori a aparatului de radio cu tranzistori.

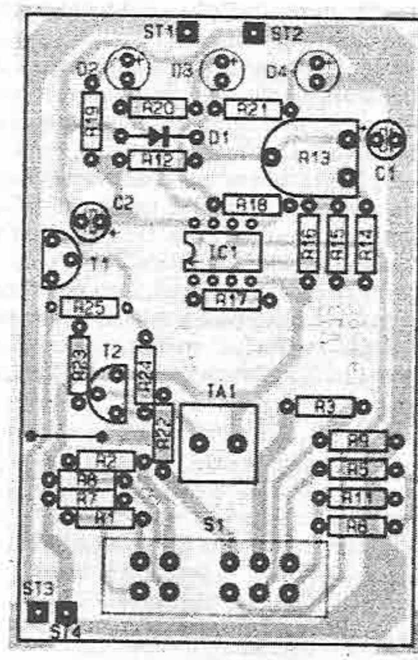
Testerul este ușor de folosit: bateria primară ce trebuie testată se conectează cu ajutorul a doi crocodili și al unor conductoare flexibile. Trei LED-uri, de culori diferite, vă vor indica imediat dacă bateria este ca și nouă („full" – LED-ul verde), utilizabilă în continuare (LED-ul galben) sau epuizată („empty" – LED-ul roșu).

Când bateria este conectată la crocodili, testerul se pune automat în funcțiune. Nu același lucru se întâmplă, însă, când bateria este complet descărcată. Dacă avem o bănuială în acest sens, trebuie să apăsăm butonul TEST, pentru a avea certitudinea că ea este într-adevăr epuizată, și că nu s-a descărcat chiar bateria din interiorul testerului nostru. În cazul în care, cu butonul TEST apăsat, LED-ul roșu luminează, înseamnă că bateria pe care am verificat-o este complet epuizată.

Schema montajului pentru testerul de baterii este cea din fig. 1. Circuitul este alimentat cu o baterie PP3, de 9 V, a cărei bornă „+" este legată la terminalul ST3 al plăcii, iar borna „–" la terminalul ST4. Montajul testerului este pus sub tensiune numai când tranzistorul T1 conduce. În mod normal, T1 este pus la masă prin R25, astfel că montajul rămâne nealimentat. Când se apasă pe butonul de TEST, TA1, T1 primește curent în bază prin R24 și, ca urmare, începe să conducă. În acest fel, montajul este pus sub tensiune. La fel se întâmplă și când există, la terminalele de intrare ST1 și ST2, o tensiune cu mai mare de 0,65 V. În acest caz, rezistența R22 furnizează un curent pe baza tranzistorului T2. Curentul rezultat în baza lui T1 face ca testerul







să intre în mod automat în funcțiune.

Rezistența de sarcină a bateriei ce urmează a fi testată este stabilită cu ajutorul comutatorului glisant cu patru poziții, S1, și al unuia din cele patru divizoare de tensiune:

baterii R6: R1 ÷ R7
baterii R14: R2 ÷ R8
baterii R20: R3 ÷ R9
baterii 6F22: R5-R6-R11

Tensiunea în punctul comun al divizorului de tensiune (R1 ÷ R11) selectată cu S1 este aplicată intrărilor „–" (pinii 2 și 6) ale comparatoarelor IC1A și IC1B. Intrările „+" ale acestor comparatoare se află la nivelul de referință dat de dioda zener D1 și divizorul de tensiune R13 ÷ R16. Rezistența R12 limitează curentul prin acest stabilizator, a cărui tensiune de intrare este decuplată de condensatorul-tampon electrolitic C1. Rezistențele de reacție R17 și R18 introduc un anumit histerezis, pentru ca LED-urile să lumineze fără pâlpâiri.

În cazul în care tensiunea bateriei depășește valoarea minimă de 1 V, ambele ieșiri de comparator, pinii 1 și 7 ai lui IC1A și IC1B, sunt la un potențial ridicat, ceea ce face la LED-ul roșu, D4, să lumineze. Când tensiunea bateriei este cuprinsă între 1,0 V și 1,3 V, ieșirea lui IC1A rămâne în starea H, dar cea a lui IC1B trece în starea L. Ca urmare, LED-ul roșu se stinge, iar LED-ul galben, D3, se aprinde. Dacă tensiunea bateriei depășește aproximativ 1,3 V, IC1A basculează, astfel că numai LED-ul verde, D2, mai luminează, ceea ce indică faptul că bateria este complet încărcată.

Pragurile de comutare, de mai sus, ale comparatoarelor se vor aplica celor trei tipuri de baterii de 1,5 V care pot fi testate. Pentru bateriile de 9 V, PP3, acesta e situat între 6,0 V și 7,8 V.

Semireglabilul R13 este reglat astfel încât la pinul 3 al lui IC1 să se obțină o tensiune de referință de 0,65 V. Acest reglaj este făcut cu o baterie complet încărcată conectată la ST1-ST2 – adică tensiunea la intrare trebuie să fie de 1,4 V sau mai mare.

Realizarea practică a acestui circuit este relativ simplă. Începeți cu montarea punții conductoare pe placa de cablaj imprimat, urmată de cea a rezistențelor și de dioda zener. Inelul ei colorat marchează catodul.

După aceea, fixați cele trei LED-uri astfel încât părțile lor superioare să se afle cu 15 mm deasupra suprafeței plăcii. De obicei, catodul unui LED este pe partea aplatizată a corpului de plastic. Dacă ținem LED-ul în dreptul unei surse de lumină, vom identifica o suprafață metalică puțin mai mare – acela este catodul. În acest

montaj, în mod normal, LED-urile nu sunt afectate dacă sunt montate invers.

Ultimele componente ce urmează a fi montate pe placă sunt condensatoarele, tranzistoarele, circuitul integrat, comutatorul glisant și butonul TEST. La sfârșit, montați la terminalul ST3 al plăcii firul roșu al conectorului pentru baterie, iar pe cel negru – la terminalul ST4.

Ambele conductoare flexibile pentru conectarea clemelor de testare, de tip crocodil, sunt furnizate odată cu kitul. Cel roșu (pentru borna pozitivă a bateriei) este legat la terminalul ST1 al plăcii, iar cel negru (pentru borna negativă a bateriei) – la terminalul ST2 al plăcii.

Conductoarele pentru clemele de testare trec prin niște orificii cu diametrul de 2 mm amplasate pe latura mai scurtă a jumătății superioare a carcasei. Executați câte un nod pe fiecare fir, la circa 20 mm de capătul liber, pentru a evita smulgerea accidentală.

Placa, având montate pe ea toate componentele, se va fixa în jumătatea superioară a carcasei, potrivindu-i orificiul central în dreptul părții proeminente și având grijă ca LED-urile să se potrivească în respectivele orificii. După aceea, conectați bateria de 9 V și fixați cealaltă jumătate a carcasei folosind șurubul cu autofiletare furnizat odată cu kitul.

Listă de componente

Componentele kitului comercializat de ELV

Rezistențe:
R3, R9 = 1,5 Ω
R2, R8 = 3,3 Ω
R1, R7 = 5,6 Ω
R6, R11 = 15 Ω
R5 = 150 Ω
R12 = 680 Ω
R15, R19, R20, R21 = 1 kΩ
R16 = 3,3 kΩ
R22, R24, R25 = 10 kΩ
R14 = 15 kΩ
R23 = 100 kΩ
R17, R18 = 1MΩ
R13 = 5 kΩ semiregl. tip H

Condensatoare:
C1, C2 = 10 µF / 25 V cu terminale pentru implantare

Semiconductoare:
IC1 = LM358
D1 = ZPD3V3
T2 = BC548
T1 = BC558
D4 = LED 3 mm roșu
D3 = LED 3 mm galben
D2 = LED 3 mm verde

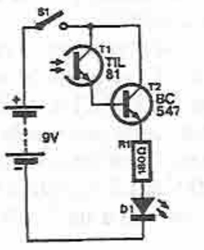
Diverse:
TA1 = buton cu montatare pe placă
S1 = comutator unipolar glisant cu 4 căi
2 sonde de testare cu cleme de crocodil
1 clemă de contact pentru baterie
6 cose
15 mm conductor arginat
1 cablaj imprimat
1 carcasă

205 *Detector de infraroșii (2)*

Aproape toate gospodăriile au cel puțin câte o unitate de telecomandă în infraroșu, fie măcar aceea de la videocasetofon sau de la echipamentul audio.

Din păcate, se întâmplă uneori ca aceste comenzi să nu funcționeze așa cum ar trebui, caz în care este foarte greu să ne dăm seama dacă defecțiunea este la receptor sau la emițător. Detectorul prezentat aici ne poate ajuta, indicându-ne dacă emițătorul funcționează sau nu.

Lumina infraroșie provenită de la emițător este detectată de T1, un fototranzistor lucrând în infraroșu. Când lumina infraroșie cade pe T1, el îl deschide pe T2 și, ca urmare, LED-ul luminează în ritmul semnalelor infraroșii.



904044-11

Intensitatea cu care luminează LED-ul este dependentă de puterea luminii infraroșii care cade pe T1, astfel încât se poate estima și starea de încărcare a bateriilor.

Deși în cazul de față T1 este de tipul TIL81, teoretic poate fi folosit orice fototranzistor ce lucrează în IR.

Deoarece curentul prin LED este destul de mic, este recomandabil să se utilizeze un LED cu eficiență mare.

206 Generator de impulsuri rapide

Acesta este un tip deosebit de generator de impulsuri, care produce impulsuri de scurtă durată (rapide). Ele sunt foarte utile în domeniul testărilor și al măsurărilor. De exemplu, asociate cu utilizarea unui osciloscop, ele permit localizarea rapidă a scurtcircuitelor și a întreruperilor traseelor unui cablaj imprimat.

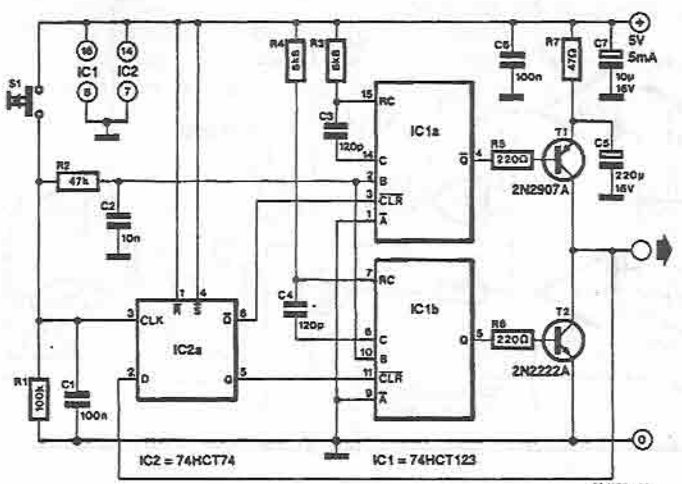
De asemenea, cu ajutorul lui, este posibilă confirmarea prezenței nivelurilor logice în orice punct al unui circuit logic, dacă se plasează acolo sonda aparatului. Când este apăsat comutatorul cu revenire S1, este generat un impuls de 1 μs cu un nivel logic opus celui din punctul respectiv al circuitului ce este testat. Datorită prezenței lui C5, curentul, pe durata impulsului, poate crește la 500 mA.

Nivelul logic în punctul testat este confirmat de IC2a, un bistabil tip D, la a cărui intrare D este aplicat semnalul măsurat. În momentul apăsării lui S1, bistabilul primește un impuls de tact cu care semnalul de la intrarea D este transferat instantaneu la ieșirea Q și – inversat – la ieșirea Q.

Două monostabile, IC1a și IC1b, comandă cele două tranzistoare finale, care generează impulsul. Semnalul de la S1 este aplicat la intrările B ale monostabilelor, prin linia de întârziere R2-C2. Monostabilele pot fi declanșate de un front pozitiv la intrarea lor B, numai atunci când intrarea lor $\overline{CLR}$ este în starea logică H. De aceea, în funcție de nivelul logic la intrarea D a lui IC2a, unul dintre monostabile va fi blocat. Celălalt este declanșat și va deschide tranzistorul corespunzător de la ieșirea sa, timp de 1 ms. Dacă atunci când a fost apăsat S1, nivelul logic la sondă era „1“, tranzistorul T2 este deschis de IC1b. Dacă, în acel moment, nivelul logic fusese „0“,T1 ar fi fost deschis de IC1a.

Condensatorul C5 are rolul de a asigura un curent suficient în punctul de test. Când nu sunt generate impulsuri (apăsarea lui S1 generează un singur impuls), C5 se reîncarcă prin R7.

În timpul funcționării, generatorul absoarbe un curent mediu mai mic de 5 mA, utilizându-se o baterie de 9 V.



207 *Tester logic*

Testerul logic descris aici este realizat în tehnologia montării pe suprafață, SMT, ceea ce-l face, într-adevăr, foarte compact, după cum se poate constata din dimensiunile cablajului imprimat.

Intrarea constă din două comparatoare, care lucrează cu tensiuni de referință diferite, furnizate de divizoare de tensiune diferite. Divizorul R3-R4-R5 furnizează o tensiune de circa 40% din tensiunea de alimentare Ucc, pinului 6 al lui IC1b, și una de aproximativ 16% din Ucc, pinului 3 al lui IC1a. Când Ucc = 5 V, aceste tensiuni reprezintă exact pragul comparatoarelor TTL (0,8 V și 2,0 V).

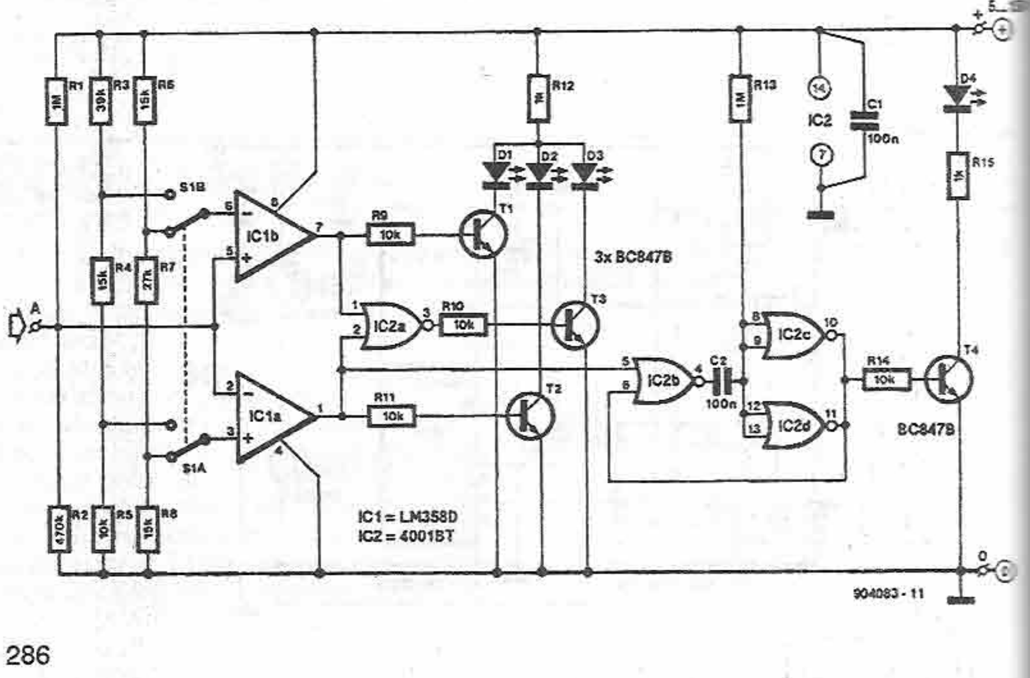
În mod asemănător, divizorul R6-R7-R8 furnizează tensiunile de 23% din Ucc și 73% din Ucc pinului 3 al lui IC1a și, respectiv, pinului 6 al lui IC1b; aceste niveluri corespund pragurilor standard ale comparatoarelor CMOS.

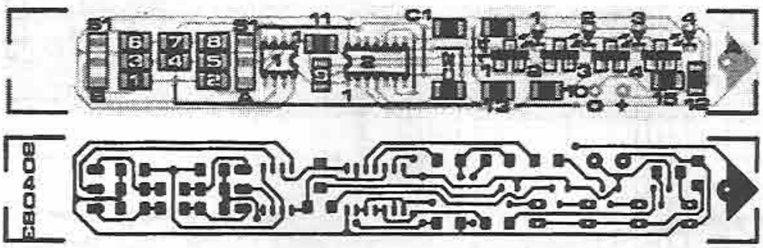
Tensiunea ce urmează a fi măsurată, Ua, este aplicată pinului 5 al lui IC1b și pinului 2 al lui IC1a și comparată cu referința respectivă. Ieșirea comparatorului IC1b trece în starea H când Ua se află sub nivelul tensiunii de la pinul 3. Comparatoarele sunt urmate de etajele de comandă, T1 și T2, pentru afișajul cu LED-uri – D1, pentru nivelul H și D2 pentru nivelul L – și, de asemenea, poarta logică NOR, IC2a, care îl deschide pe T3 atunci când ieșirea ambelor comparatoare este în starea L, adică atunci când intrarea este în stare nedefinită. Această stare este indicată de D3.

Celelalte trei porți ale lui IC2 formează un monostabil. În timpul stării de așteptare, Ucc este prezentă la intrarea inversorului IC2c. În acest caz, starea ieșirii inversorului este L, T4 este blocat iar D4 – stinsă. Pinul 4 al lui IC2b va trece în starea L, C2 se va descărca, inversorul va bascula, T4 se deschide și D4 luminează. Această stare nu va fi stabilă, totuși, deoarece C2 se reîncarcă prin R13. Chiar dacă impulsul de la pinul 5 este precis, constanta de timp R13-C2 îl va mări la circa 100 ms.

Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 5 V și 15 V. La 5 V, montajul are un consum de circa 15 mA.

Impedanța de intrare a testerului este de ordinul a 330 kΩ.





Listă de componente

Rezistențe:
R1, R13 = 1 MΩ
R2 = 470 kΩ
R3 = 39 kΩ
R4, R6, R8 = 15 kΩ
R5, R9, R10, R11, R14 = 10 kΩ
R7 = 27 kΩ
R12, R15 = 1 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF

Semiconductoare:
D1, D2 = LED, 3 mm, verde
D3 = LED, 3 mm, roșu
D4 = LED, 3 mm, galben
T1, T2, T3, T4 = BC847B
IC1 = LM358D
IC2 = 4001BT

Diverse:
S1 = comutator subminiatură, dublu, cu două contacte cu rupere întârziată

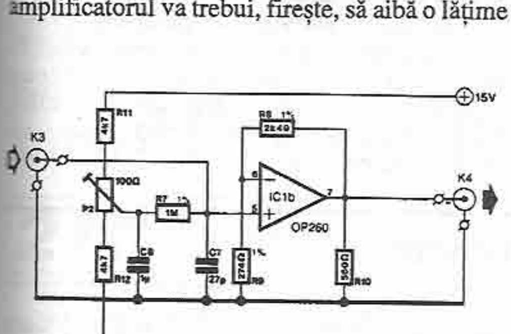
NOTĂ: toate componentele utilizate trebuie să fie de tip SMT.

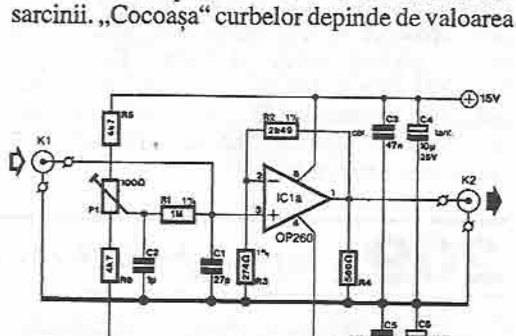
208 *Preamplificator pentru osciloscop*

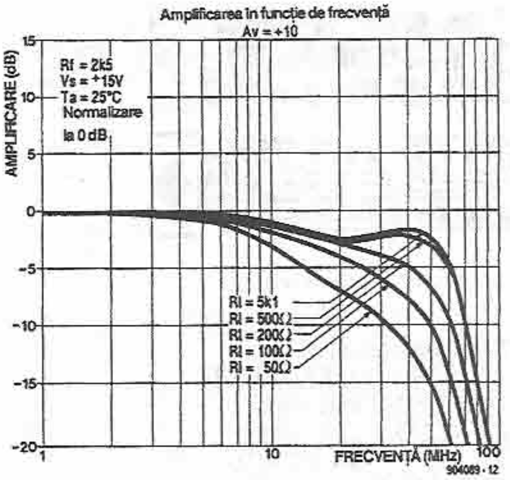
La multe osciloscoape, cel mai sensibil domeniu este de 2-5 mV, deși, frecvent, este posibilă îmbunătățirea lui la 1-2 mV, printr-un control variabil al amplificării. Pentru a obține o sensibilitate și mai bună, se poate dovedi util amplificatorul pe care urmează să vi-l prezentăm, care are o amplificare de aproximativ 10 (20 dB).

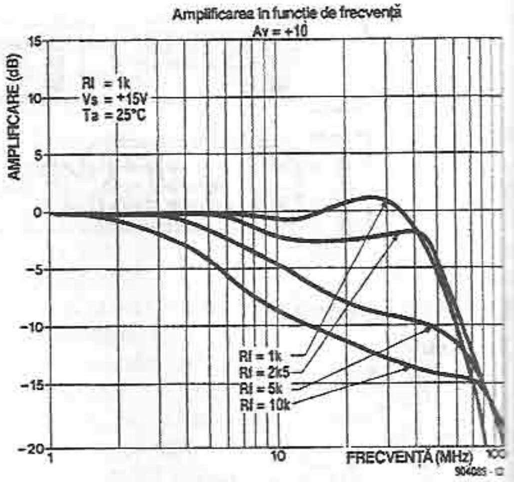
Deoarece majoritatea osciloscoapelor au o lățime de bandă de 20 MHz, sau chiar mai mult, amplificatorul va trebui, firește, să aibă o lățime de bandă ceva mai mare, lucru realizat de amplificatorul operațional tip OP260. Acesta are o pantă de 550 V/μs (la amplificarea 10) și o lățime de bandă de 40 MHz, care, teoretic, este independentă de amplificare.

Dependența amplificării în funcție de frecvență nu este prea bună, totuși, după cum se poate vedea și din fig. 2, în care se dau caracteristicile pentru câteva valori diferite ale sarcinii. „Cocoașa“ curbelor depinde de valoarea









rezistenței de reacție, a cărei valoare optimă este de 2,5 kΩ.

Caracteristicile din fig. 3 concordă cu diferitele valori ale raportului R2/R8, la un factor de amplificare egal cu 10. Câteva încercări cu diferite valori ale raportului R2/R8, la diferiți factori de amplificare, ar fi instructive. Nu scăpați din vedere, totuși, că impedanța de ieșire crește de la 20 Ω la 225 Ω, în domeniul de frecvență cuprins între 10 MHz și 60 ÷ 70 MHz. De aceea, este foarte important ca toate conexiunile de pe placa prototip să fie cât mai scurte posibil și ca toate punctele de masă să fie legate la masa comună, prin câte un traseu separat, de suprafață mare. De asemenea, nu utilizați soclu pentru circuitul integrat.

Impedanța de intrare s-a ales de 1 MΩ, valoare care determină un nivel destul de înalt al zgomotului la ieșire (cu intrarea în gol). Această valoare se poate reduce, căci, în caz contrar, utilizarea unei sonde 1:10 ar fi imposibilă, deoarece ar crea permanent probleme în ceea ce privește zgomotul. Totuși, dacă amplificatorul este conectat la o sursă adecvată, reducerea zgomotului, în mod normal, este mai mult decât amplă, permițând astfel obținerea unei curbe bine definite pe ecran.

Semireglabilele P1 și P2 au rolul de a realiza compensarea pentru offsetul de c.c. și offsetul de intrare, determinate de R1 și, respectiv, R7.

Curentul de intrare de polarizare pentru intrarea neinversoare este cam de 10 ori mai mic decât cel pentru intrarea inversoare, ceea ce face ca OP260 să fie mai potrivit pentru circuite neinversoare. Și circuitul neinversor poate crea probleme, din cauza valorilor mici ale lui R2 (R8) și R3 (R9).

Curentul de intrare de polarizare are valoarea tipică de 0,2 μA, în timp ce offsetul la intrare este de aproximativ 3 mV (max. 7 mV).

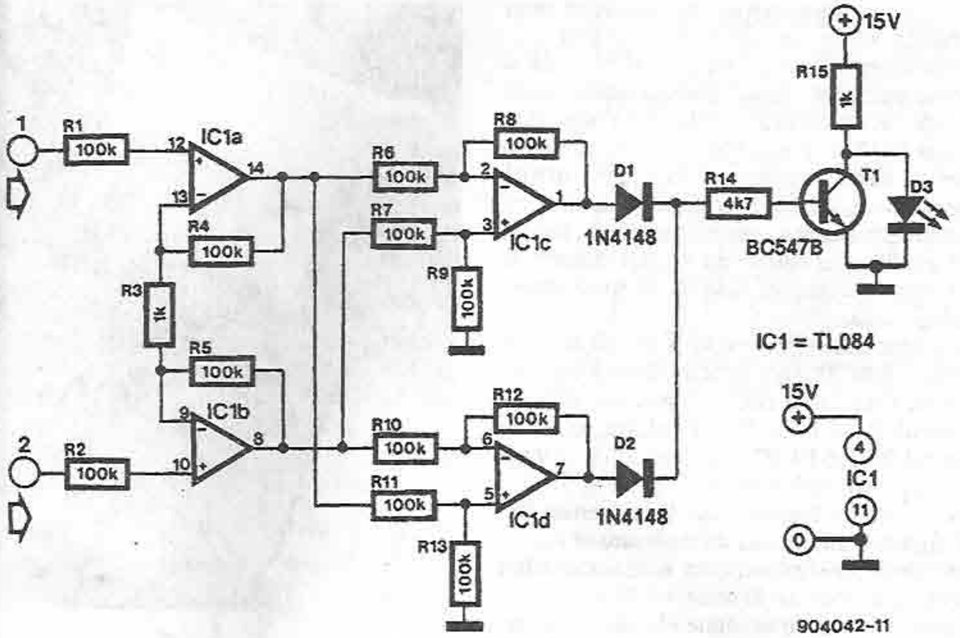
Într-un circuit de acest tip este importantă folosirea unei surse de alimentare bine stabilizate. Rejecția alimentării până la frecvența de 10 kHz este de aproximativ 70 dB și ea scade odată cu creșterea frecvenței. Orice zgomot sau orice ondulație oricât de mică pe liniile de alimentare, ar face imposibilă utilizarea acestui montaj ca amplificator de semnal mic.

Curentul prin circuit este de aproximativ 14 mA.

Viteza de variație, ca la majoritatea amplificatoarelor operaționale, este asimetrică și poate conduce la distorsiuni vizibile ale semnalului când semnalul pe rezistența de 560 Ω este mare la frecvențe mai mari.

209 *Supravegherea tensiunii de alimentare*

În multe echipamente, precum computerele, amplificatoarele și altele, în care sunt utilizate componente având toleranțe strânse, este important de știut, în orice moment, dacă tensiunea de alimentare se încadrează în limitele specificațiilor tehnice. Montajul pe care vi-



prezentăm aici a fost gândit tocmai pentru a indica acest lucru. El lucrează pe principiul comparării a două tensiuni continue. De îndată ce apare o diferență mai mare de 10 mV între acestea, LED-ul indicator se stinge, pentru a semnala, astfel, că ceva este în neregulă. Ca urmare, este nevoie de o tensiune de referință foarte precisă, corespunzătoare nivelului de tensiune cerut.

Circuitele integrate IC1a și IC1b formează un amplificator diferențial: tensiunea ce urmează a fi supravegheată este aplicată la intrarea 1, iar tensiunea de referință – la intrarea 2. Diferențele dintre aceste două tensiuni de ordinul a 10 mV, sunt suficiente pentru a determina ca unul dintre cele două comparatoare, IC1c sau IC1d, să basculeze.

Ieșirea lui IC1d trece în starea H când nivelul tensiunii la intrarea 1 este cu 10 mV sau mai mult, peste cel de la intrarea 2. Comparatorul IC1c basculează atunci când nivelul tensiunii la intrarea 1 este cu 10 mV sau mai mult, sub cel de la intrarea 2. LED-ul indicator este stins prin intermediul diodelor D1 sau D2, după caz, și al tranzistorului T1.

Nivelul tensiunii de alimentare a circuitului nu contează: el poate fi ±10 V sau, ca în cazul de față, +15 V. Ceea ce este important e ca tensiunile de intrare să fie întotdeauna cu cel puțin 1,5 V sub tensiunea de alimentare. Astfel, în cazul alimentării la o tensiune de +10 V, tensiunile la intrări trebuie să fie cuprinse între –8,5 V și +8,5 V, și aceasta cu scopul de a evita ca atenuarea de mod comun să devină prea mică pentru ca amplificatoarele operaționale să mai poată prelucra semnalele.

Rezistențele de 100 kΩ trebuie să aibă o toleranță de cel mult 1%, tot cu scopul de a evita scăderea atenuării de mod comun a amplificatoarelor operaționale.

Curentul prin montaj este de 25 mA, la o tensiune de alimentare de 15 V.

210 *Voltmetru pentru tensiunea de rețea*

Concepția acestui aparat de măsură este în concordanță directă cu intenția majorității producătorilor de electricitate din Europa de a standardiza rețeaua de distribuție la 230 V, 50 Hz. Schimbarea de la actuala tensiune de 220 V sau 240 V (în principal, în Marea Britanie și

Irlanda) se va face treptat, pe parcursul unui deceniu.

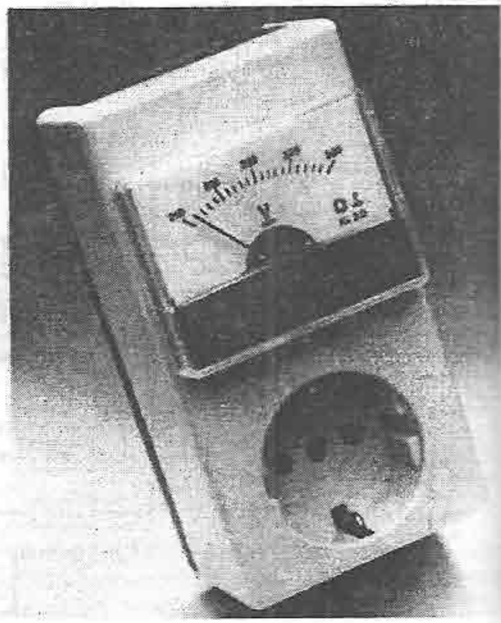
Instrumentul de măsură, analogic, dă o indicație precisă a valorii tensiunii rețelei, scala lui fiind gradată de la 210 V la 230 V sau de la 230 V la 250 V, în funcție de tensiunea curentă a rețelei. Aceasta înseamnă că tensiunea curentă a rețelei o veți citi la mijlocul scalei. O dată ce, în localitatea dumneavoastră, tensiunea rețelei se va modifica la 230 V, nu vă mai rămâne de făcut altceva decât să adaptați în mod corespunzător scala.

Un instrument de măsură de 50 µA, cu bobină mobilă, este conectat între două surse de tensiune. Una dintre ele, referința, este dată de divizorul R1-C1-R2-D1. Cealaltă, dată de divizorul R5-R6-P1-P2, este variabilă, și va fi utilizată pentru calibrare.

Rezistența R1 protejează dioda zener, D1, prin limitarea curentului de încărcare al lui C1 la un nivel de siguranță, în momentul când aparatul este conectat la rețea.

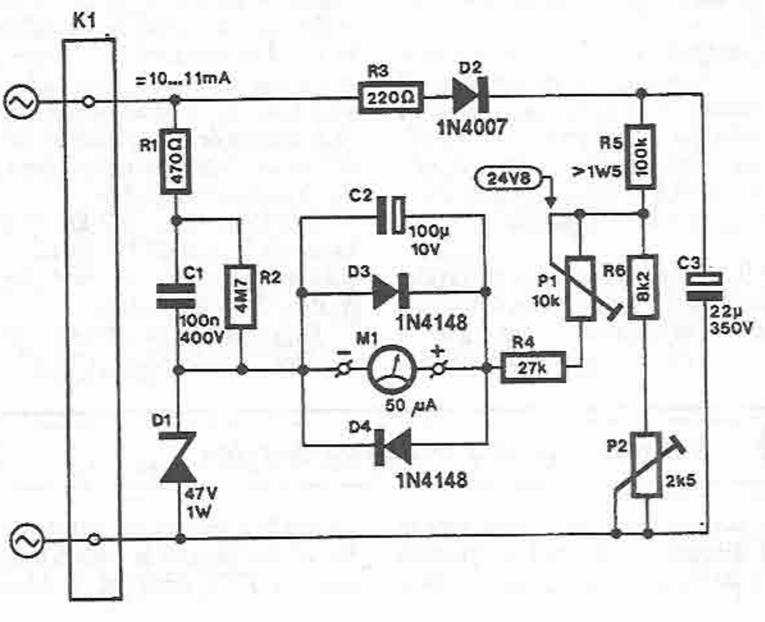
Ambele surse de tensiune efectuează redresarea unei semialternanțe a tensiunii de rețea.

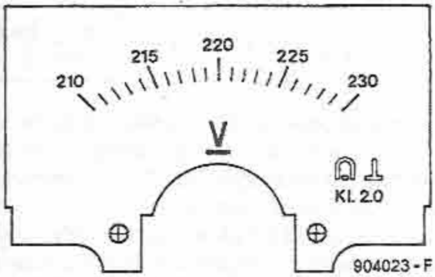
Mărimea condensatorului C2 determină răspunsul aparatului de măsură la variațiile relativ rapide ale tensiunii rețelei de alimentare. Valoarea acestuia trebuie să fie cuprinsă între 20 µF și 220 µF. Deoarece tensiunea de referință nu este una continuă, orice modificare a valorii

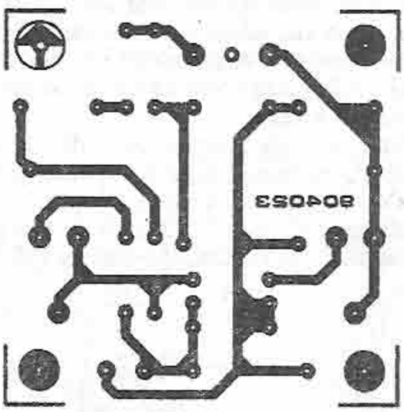


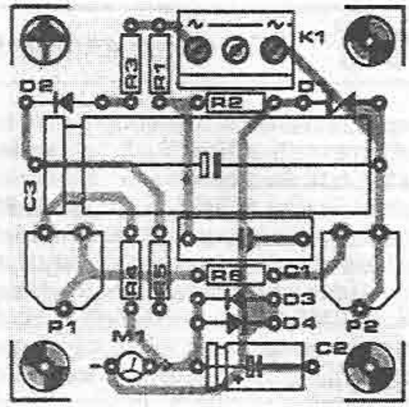
condensatorului C2 presupune reajustare valorilor din circuit.

Reglajul circuitului trebuie să fie repetat, de asemenea, după o oarecare perioadă de timp, pentru a compensa deriva cauzată de căldura produsă de D1 și R5. Deoarece R5 este amplasat









foarte aproape de R4, pe placă, în anumite cazuri s-ar putea să fie necesar ca pentru R4 să fie folosită o rezistență cu peliculă metalică, de 27,4 kΩ.

Conectați un autotransformator la intrarea montajului și reglați-i ieșirea la tensiunea minimă estimată a rețelei, adică 210 V sau 230 V. Reglați semireglabilul P2 astfel ca aparatul de măsură să indice 0 μA. După aceea, măriți tensiunea la ieșirea autotransformatorului până la valoarea maximă estimată pentru tensiunea din rețea, adică 230 V sau 250 V. Reglați pe P1 până când instrumentul indică 50 μA.

Toate aceste reglaje ale aparatului se pot face și fără ajutorul autotransformatorului, conectând la rețea primarul unui transformator de rețea cu o tensiune pe secundarul în gol de aproximativ 10 V, și înfășurarea secundarului în serie cu rețeaua. Când tensiunile pe înfășurările primară și secundară sunt în fază, se obține o tensiune totală de 230 V sau 250 V. Dacă se inversează conexiunile înfășurării secundarului, obținem 210 sau 230 V. În ambele cazuri, trebuie reglat fie P1, fie P2, așa cum s-a descris în cazul utilizării autotransformatorului.

Este recomandabilă gradarea cadranului instrumentului de măsură, de exemplu, din 10 în 10 volți.

ATENȚIE

Deoarece în multe puncte ale montajului se regăsesc tensiuni periculoase pentru om, electroizolarea aparatului trebuie făcută cu multă grijă. Nu interveniți niciodată în interiorul montajului când acesta se află conectat la tensiunea rețelei. Luați în considerare toate precauțiile privind securitatea muncii în domeniul electricității și luați măsuri ca nici o parte a circuitului să nu poată fi atinsă în timpul reglajelor sau al funcționării acestuia. Întregul montaj, inclusiv instrumentul de măsură, trebuie amplasat în interiorul unei carcase din ABS.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 470 Ω
R2 = 4,7 MΩ
R3 = 220 Ω
R4 = 27 kΩ
R5 = 100 kΩ / 1,5 W
R6 = 8,2 kΩ
P1 = 10 kΩ semiregl.
P2 = 2,5 kΩ semiregl.

Condensatoare:
C1 = 100 nF / 400 V
C2 = 100 μF / 10 V
C3 = 22 μF / 350 V

Semiconductoare:
D1 = diodă zener, 47 V / 1 W
D2 = 1N4007
D3, D4 = 1N4148

Diverse:
M1 = instrument de măsură cu bobină mobilă, de 50 μA
K1 = conector monobloc cu 2 borne, pentru cablaje imprimate
Carcasă din ABS, de ex.: Bopla SE432DE

211 Convertor ABS/RMS/LOG

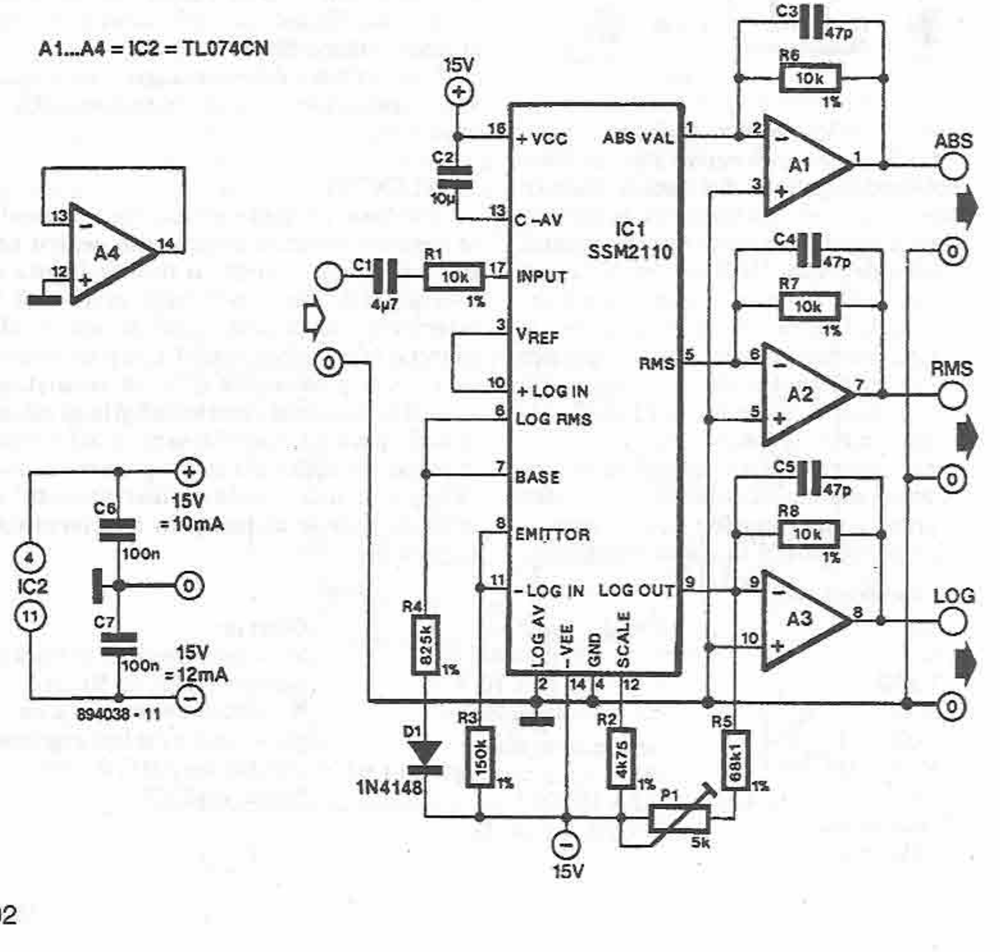
Acest convertor a fost conceput în mod special pentru a fi utilizat în aplicații audio, în care scop este deosebit de adecvată folosirea circuitului integrat SSM2210, produs de PMI. Integratul produce trei tensiuni, din semnalul de intrare: una corespunzătoare valorii absolute – ABS; a doua corespunzând valorii medii pătratice – RMS (root-mean square); și cea de-a treia, LOG, corespunzând valorii logaritmice a curentului de intrare, deoarece acest circuit integrat lucrează cu curenți. În acest fel, plaja dinamică este foarte largă: de ordinul a 100 dB. Tradus în valori ale curentului de intrare, aceasta înseamnă de la 3 mA (vârf la vârf) până la 30 nA (vârf la vârf). Din acest motiv, este esențial ca C1 să aibă curenți de pierderi foarte mici.

R1 convertește în curent tensiunea de intrare. Pentru valoarea sa dată în schemă, nivelul nominal la intrare este de 0 dBV, cu o rezervă de până la +20 dBV.

Ca și semnalul de intrare, semnalele de ieșire sunt tot curenți, convertiți în tensiune de amplificatoarele operaționale A1, A2 și A3, conectate ca amplificatoare curent/tensiune.

Potențiometrul semireglabil P1 a fost inclus în etajul A3, pentru a permite o calibrare precisă, în decibeli, a scalei.

Pentru valorile componentelor date în schemă, tensiunea la ieșirea lui A3 variază cu circa 33 mV/dB. Trebuie remarcat, totuși, că domeniul dinamic al ieșirii LOG la 80 dB este puțin mai îngust decât maximul posibil, de 100 dB.

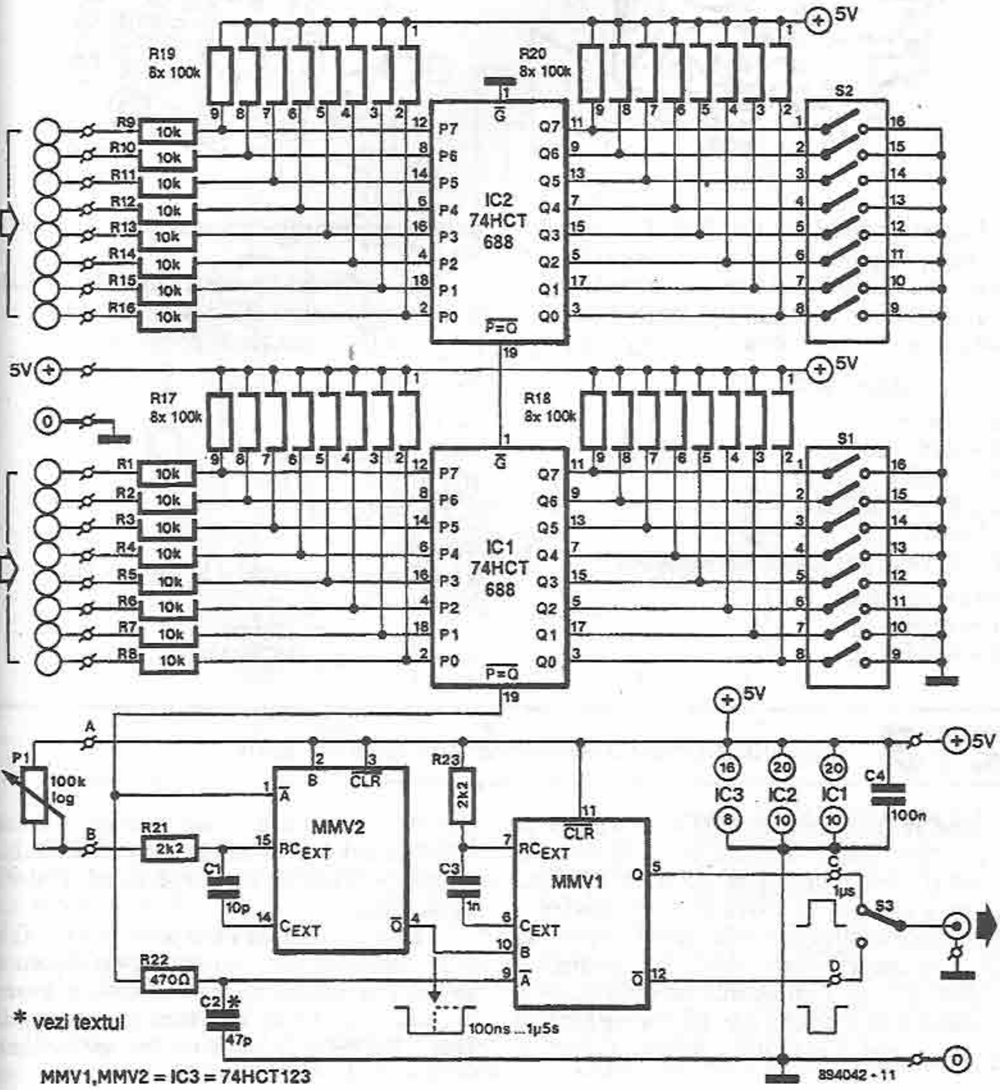


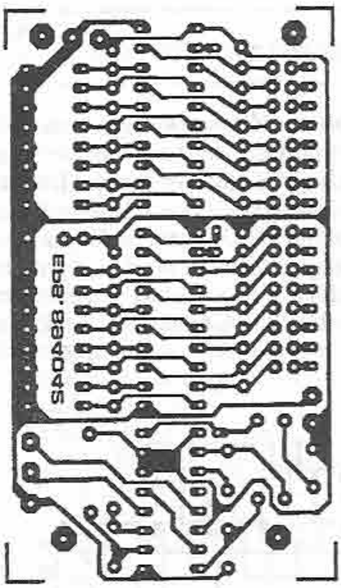
212 Declanșare digitală pentru osciloscoape

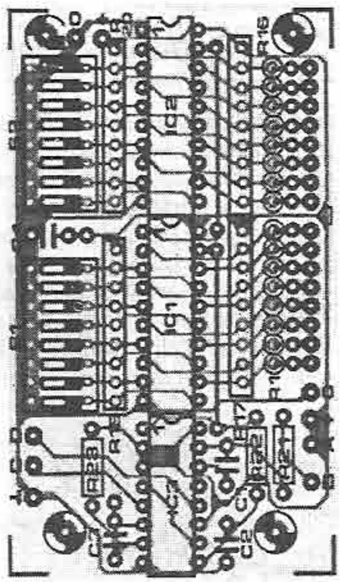
Montajul pe care vi-l prezentăm acum permite declanșarea unui osciloscop atunci când un cuvânt în cod binar, predeterminat, este aplicat la una dintre intrările circuitului.

Circuitele integrate IC1 și IC2 compară cele șaisprezece intrări cu codul stabilit de comutatoarele S1 și S2. Dacă una dintre intrări are un cuvânt de date care este egal, timp de nu mai puțin de 100 ns, cu acela stabilit cu S1 și S2, pinul 19 al lui IC1 va trece în starea H. Rețineți că, datorită prezenței rezistențelor de pull-up, intrările în gol sunt considerate a fi în starea H.

Când pinul 19 al lui IC1 este în starea H, monostabilul MMV2 este declanșat și emite un impuls negativ la pinul său 4, care, în funcție de reglajul lui P1, are o durată cuprinsă între 0,1 și 1,5 μs. Dacă, în acest interval, valoarea predeterminată pentru declanșare dispare,







declanșarea nu mai are loc. Potențiometrul P1 este de tip logaritmic, pentru a permite reglajul cât se poate de precis al timpilor foarte scurți.

Impulsul de ieșire al lui MMV2 declanșează un al doilea monostabil, MMV1, a cărui durată caracteristică a fost stabilită la 1 µs, d[illegible] R23-C3.

Osciloscopului îi poate fi aplicat fie semnal[illegible] pozitiv de la ieșirea Q, fie semnalul negativ d[illegible] la ieșirea $\overline{Q}$, în funcție de poziția lui S3.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 ÷ R16 = 10 kΩ
R17 ÷ R20 = 100 kΩ
R21, R23 = 2,2 kΩ
R22 = 470 Ω
P1 = 100 kΩ, potențiometru logaritmic

Condensatoare:
C1 = 10 pF
C2 = 47 pF
C3 = 1 nF

Semiconductoare:
IC1, IC2 = 74HCT688
IC3 = 74HCT123

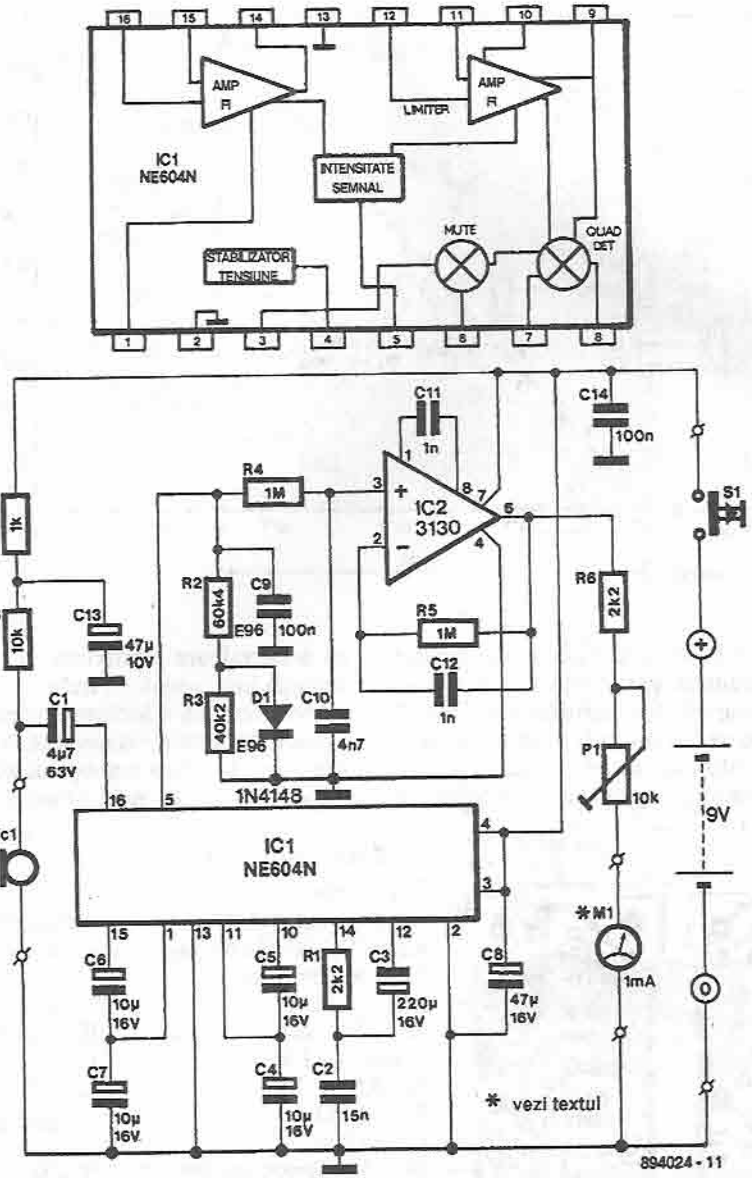
Diverse:
S1, S2 = comutator octal în capsulă DIP
K1 = mufă BNC
18 cleme (testere) tip crocodil
Carcasă, de ex.: OKW A9010 065

213 *Aparat pentru măsurarea nivelului de sunet*

Deși, la drept vorbind, NE604 a fost proiectat în principal pentru aplicații în ÎF, el poate fi folosit și pentru numeroase alte destinații. Una dintre acestea e și aparatul de măsurare a nivelului de sunet pentru aplicațiile din domeniul audio, pe care vi-l prezentăm în continuare.

Este folosit indicatorul de intensitate a semnalului, din circuitul integrat, care se bazează pe un convertor logaritmic intern. Acesta ne permite să obținem o scală a decibelilor linia[illegible] astfel încât instrumentul de măsură cu bobi[illegible] mobilă prezentat în schemă să poată fi înloc[illegible] cu unul digital.

Sursa de semnal este presupusă a fi [illegible] microfon cu electret, care convertește zgomo[illegible] ambiant în semnal electric. Deoarece, în m[illegible] normal, acest tip de microfon conține un e[illegible] buffer, R7, R8 și C13 au fost introduse în sche[illegible]



cu scopul de a asigura alimentarea acestui etaj.

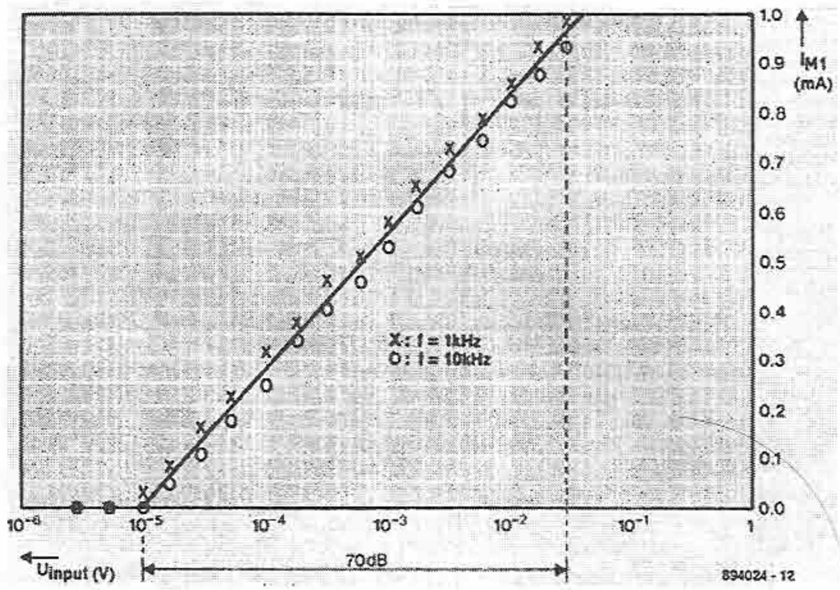
NE604 furnizează un curent de ieșire de 0 ÷ 50 mA (la pinul 5), care determină o diferență de potențial de 0 ÷ 5 V pe R2 + R3. Totuși, domeniul în care relația dintre semnalul de intrare și cel de ieșire este logaritmică e puțin mai mic: cam 0 ÷ 4 V, ceea ce echivalează cu un domeniu de sunet de 70 dB.

Pentru a compensa efectele variațiilor de temperatură, rezistența necesară, de 100 kΩ, este formată din două rezistențe, R2 și R3, și o diodă, D1.

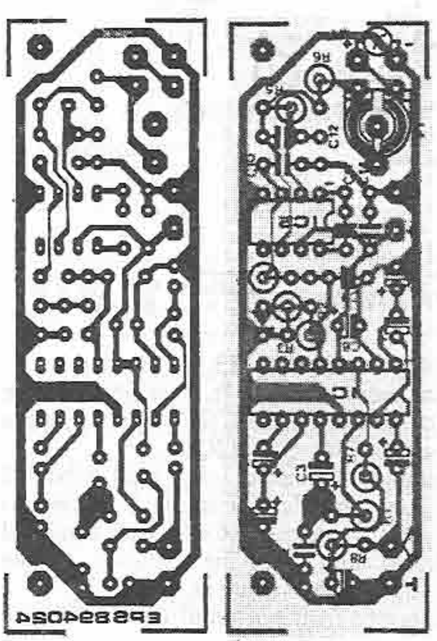
Orice pulsație rămasă în tensiunea de ieșire este înlăturată de R4-C9-C10, înainte ca ieșirea să fie separată de bufferul IC2.

Instrumentul indicator – aici, unul cu bobină mobilă – este conectat la ieșirea lui IC2 (pinul 6) prin rezistențele înseriate R6 + P1. Semireglabilul se reglează pentru a se obține deviația la capăt de scală la o tensiune de ieșire de 4 V.

Calibrarea instrumentului de măsură este



puțin mai dificilă, în cazul în care nu dispuneți de un alt instrument, gata calibrat. În acest caz, dacă deja cunoașteți eficiența difuzorului folosit, respectiv valoarea în decibeli pentru 1 W, la un metru, puteți folosi această referință. Ca urmare, scala instrumentului de măsură poate fi marcată cu acea valoare (aproximativă). În acest caz, deviația instrumentului trebuie considerată permanent doar ca o indicație relativă, și nu ca o valoare absolută: s-a considerat că nu merită osteneala de a-i adăuga montajului un filtru pentru a se permite efectuarea unor măsurări absolute.



Listă de componente

Rezistențe:
R1, R6 = 2,2 kΩ
R2 = 60,4 kΩ (E96) sau două rezistențe de 120 kΩ în paralel
R3 = 40,2 kΩ sau 39 kΩ în serie cu 1 kΩ
R4, R5 = 1 MΩ
R7 = 1 kΩ
R8 = 10 kΩ
P1 = 10 kΩ pot. semiregl.

Condensatoare:
C1 = 4,7 µF / 63 V
C2 = 15 nF
C3 = 220 µF / 16 V cu terminale pentru implantare
C4 ÷ C7 = 10 µF / 16 V, cu terminale pentru implantare
C8 = 47 µF / 16 V
C9, C14 = 100 nF
C10 = 4,7 nF
C11, C12 = 1 nF
C13 = 47 µF / 10 V

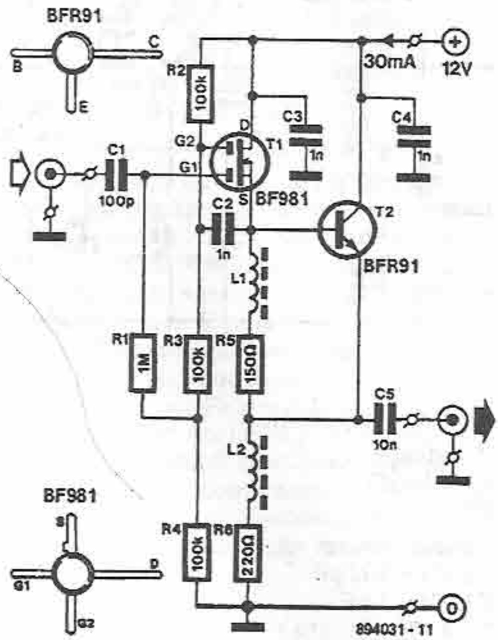
Semiconductoare:
D1 = 1N4148
IC1 = NE604
IC2 = 3130

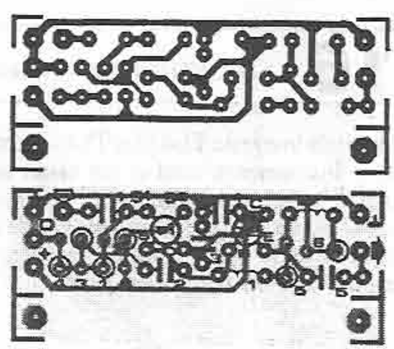
Diverse:
S1 = buton cu apăsare, 1 contact ND
M1 = instrument de măsură cu bobină mobilă, 1 mA

214 Sondă de ÎF pentru osciloscop

Această sondă activă vă permite măsurarea semnalelor de până la cel puțin 100 MHz. Ea are avantajul de a încărca suplimentar punctul de măsurat doar într-o mică măsură și de a nu fi încărcată de cablul care o conectează la osciloscop.

Practic, montajul nu este altceva decât un repetor de tensiune. Încărcarea neglijabilă a punctului de măsură este obținută prin utilizarea unui MOSFET dublă-poartă. Deoarece această componentă face ca impedanța de intrare a montajului să fie prea mare, impedanța este micșorată până la o valoare standard, de 1 MΩ, cu ajutorul rezistenței R1.





Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 1 MΩ
R2 ÷ R4 = 100 kΩ
R5 = 150 Ω
R6 = 220 Ω

Condensatoare:
C1 = 100 pF
C2 ÷ C4 = 1 nF (ceramic)
C5 = 10 nF (ceramic)

Semiconductoare:
T1 = BF981
T2 = BFR91

Inductanțe:
L1, L2 = 4 spire pe o perlă de ferită

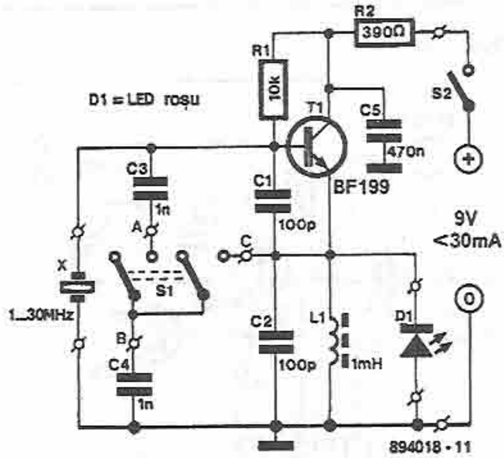
215 Tester pentru cristale

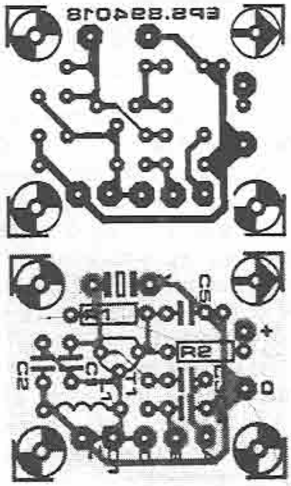
La acest tester, foarte ușor de realizat practic, un LED va indica dacă cristalul testat oscilează sau nu. Este preferabil ca montajul să fie construit pe o placă de circuit imprimat. Ca întotdeauna, în cazul circuitelor care lucrează în ÎF, toate firele conductoare, terminalele și pinii trebuie să fie menținute cât mai scurte posibil.

Deși testerul a fost gândit în principal pentru a fi utilizat la testarea cristalelor cu frecvența fundamentală cuprinsă între 1 MHz și 30 MHz, prototipul a funcționat în mod satisfăcător și cu cristale lucrând pe armonici.

Multe cristale din gama 1 ÷ 4 MHz oscilează mai ușor când comutatorul S1 este închis.

Valoarea tipică a curentului prin tester nu depășește 30 mA, la o tensiune de alimentare de 9 V.





Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 10 kΩ
R2 = 390 Ω

Condensatoare:
C1, C2 = 100 pF
C3, C4 = 1 nF
C5 = 470 nF

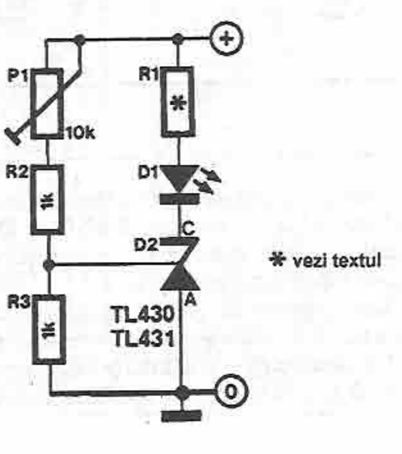
Semiconductoare:
D1 = LED, 3 mm, roșu
T1 = BF199

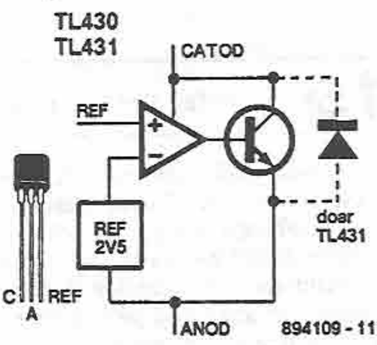
Diverse:
L1 = 1 mH
S1 = comutator dublu
Soclu pentru cristal

216 *Indicator de tensiune maximă/minimă*

Circuitele integrate TL430 și TL431, produse de Texas Instruments, sunt diode zener active, cu sursă de referință internă de 2,5 V, comparator și etaj de ieșire. Tensiunea maximă de alimentare este de 30 V, la 100 mA. Acest dispozitiv electronic face ca realizarea practică a unui indicator de tensiune variabilă să devină extrem de simplă.

Rezistența R1 are valoarea $(U_{in} - 4{,}5)/10$, unde factorul 10 indică un curent de 10 mA prin LED. În funcție de reglajul lui P1, LED-ul se aprinde când tensiunea la intrare devine prea





mare și se stinge când aceasta devine prea mică.

Dacă veți construi două montaje identice, cu LED-uri diferit colorate, veți obține un adevărat monitor de tensiune. Ansamblul va fi astfel calibrat încât să indice nivelurile maxim și minim: pentru nivelurile cuprinse în domeniul considerat corect, se va aprinde numai unul dintre LED-uri; când tensiunea devine prea mare, luminează ambele LED-uri; iar când este prea scăzută, se sting amândouă LED-urile.

217 *Sursă de tensiune de referință cu indicator luminos*

Vom descrie aici o nouă aplicație a circuitului de comandă a afișajelor pentru LM3914. Deoarece, în mod obișnuit, integratul este utilizat drept circuit de comandă a unui indicator pentru circuite analogice (VU-metru, indicator de curent ș.a.m.d.), el are o sursă internă de referință, foarte stabilă, de 1,25 V.

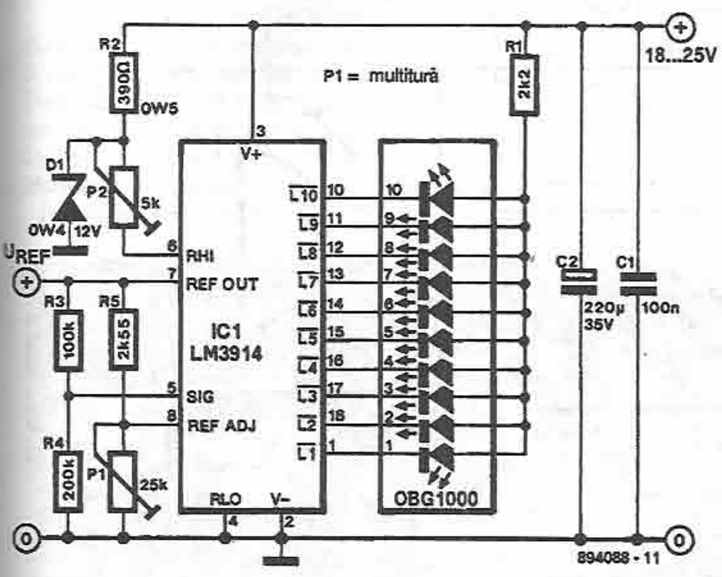
Tensiunea de referință este disponibilă la pinul 7 și poate fi reglată la orice valoare cuprinsă între 1,25 și 16 V, cu ajutorul potențiometrului multitură P1. În cazul nostru, presupunem că tensiunea de alimentare este de cel puțin 18 V. Tensiunea de referință se calculează cu formula:

$U_{ref} = 1{,}25(1 + P1 / R5) + 75xP1x10^{-6}$ [V]

Montajul va fi calibrat prin reglarea lui P1 în așa fel încât tensiunea de referință să fie exact 15,0 V, și apoi a lui P2 până când se aprinde LED-ul 10. Celelalte LED-uri se vor aprinde corespunzător tensiunilor de referință stabilite conform tabelului alăturat.

Montajul poate furniza un curent de până la 3 mA: dacă se doresc valori de curent mai mari, circuitul va trebui să mai fie urmat de un amplificator operațional buffer. Apoi el va putea fi folosit ca o sursă de curent variabil, cu indicare a tensiunii.

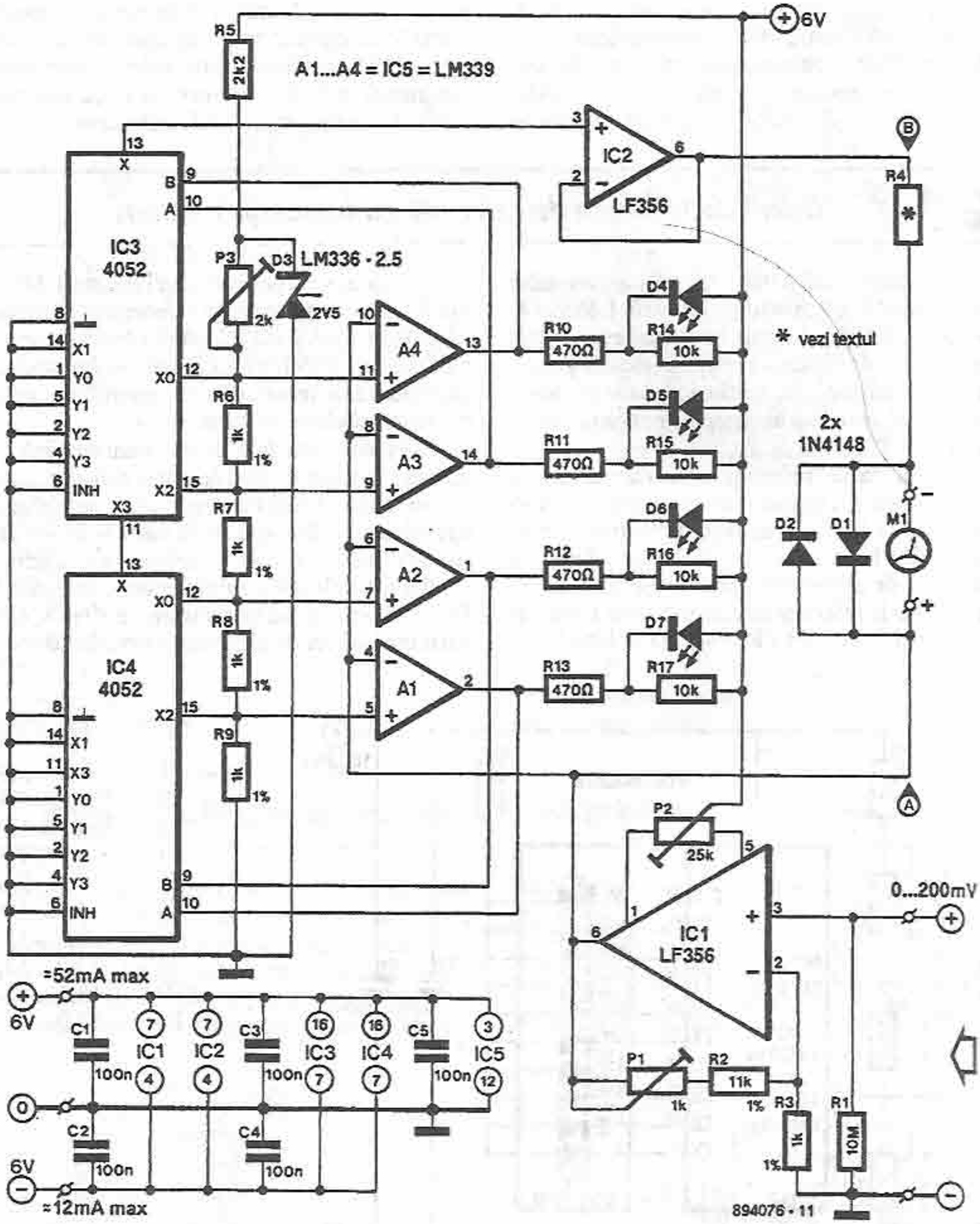
Pentru valorile componentelor indicate în figură, montajul are un consum de 30 mA, când tensiunea sursei de alimentare este de 20 V.



LED	U_{REF}(V)
1	1,5... 3,0
2	3,0... 4,5
3	4,5... 6,0
4	6,0... 7,5
5	7,5... 9,0
6	9,0... 10,5
7	10,5... 12,0
8	12,0... 13,5
9	13,5... 15,0
10	15,0...

218 *Expandarea scalei instrumentului de măsură*

În general, rezoluția instrumentului de măsură cu bobină mobilă nu este mai bună de 1%, deoarece, de obicei, scala nu are mai mult de 100 de gradații la dimensiunile obișnuite: un



număr mai mare de linii ar fi ilizibile. Majoritatea instrumentelor de măsură digitale au o rezoluție de 0,05% sau chiar mai bună. Rezoluția instrumentelor cu bobină mobilă poate fi îmbunătățită în două moduri: prin mărirea dimensiunilor fizice ale scalei, ceea ce se poate face numai în fabrică, sau mărind scala – prin mijloace electronice – ceea ce reprezintă ș scopul acestui articol. Circuitul împarte scala î cinci sectoare, fiecare dintre acestea fiind ext pe întreaga scală. Rezultă, de aici, o îmbunătăți de cinci ori a rezoluției. Semnalul de intrare (20 mV = deviație la capăt de scală) este amplific de IC1 până la valoarea de 2,5 V. Semnal

amplificat este aplicat la patru comparatoare care divid domeniul de intrare în segmente de câte 40 mV. LED-urile ne indică ce segment anume este afișat pe scala instrumentului de măsură.

LED-urile sunt șuntate de o rezistență de 10 kΩ, astfel că ieșirile cu colectorul în gol ale comparatoarelor au o rezistență de pull-up bine definită. Ieșirile comparatoarelor comandă două multiplexoare care, în funcție de mărimea semnalului de intrare, furnizează o tensiune continuă bufferului IC2. Această tensiune continuă este întotdeauna un multiplu de 0,5 V (deoarece ieșirea lui IC1 este 5 x 0,5 = 2,5).

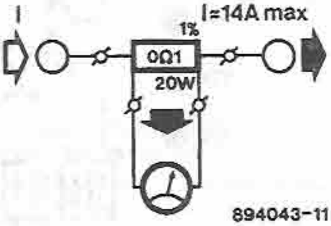
În consecință, există între A și B o tensiune egală cu diferența dintre semnalul de intrare și un multiplu de 0,5 V. Această diferență nu poate depăși niciodată 0,5 V (tensiunea la care se obține deviația maximă de scală a instrumentului de măsură). Ca urmare, rezistența R4 trebuie să aibă o valoare care să determine deviația maximă de scală la 0,5 V. Valoarea măsurată se determină prin adăugarea, la ceea ce citim pe instrument, a multiplului de 0,5 V care este indicat de LED-uri.

Montajul se calibrează prin reglarea lui P2, făcută la început, până când se citește „zero" la instrumentul de măsură. După aceea, se aplică la intrare o tensiune egală cu a cincea parte din deviația maximă de scală (în cazul nostru, 40 mV). Apoi, se reglează P3 pe poziția rezistență minimă, caz în care toate LED-urile trebuie să fie stinse. Apoi, se reglează P1 pentru deviație maximă la capăt de scală. În sfârșit, se fixează P3 în poziția în care D7 începe să lumineze și indicația aparatului „cade" la zero.

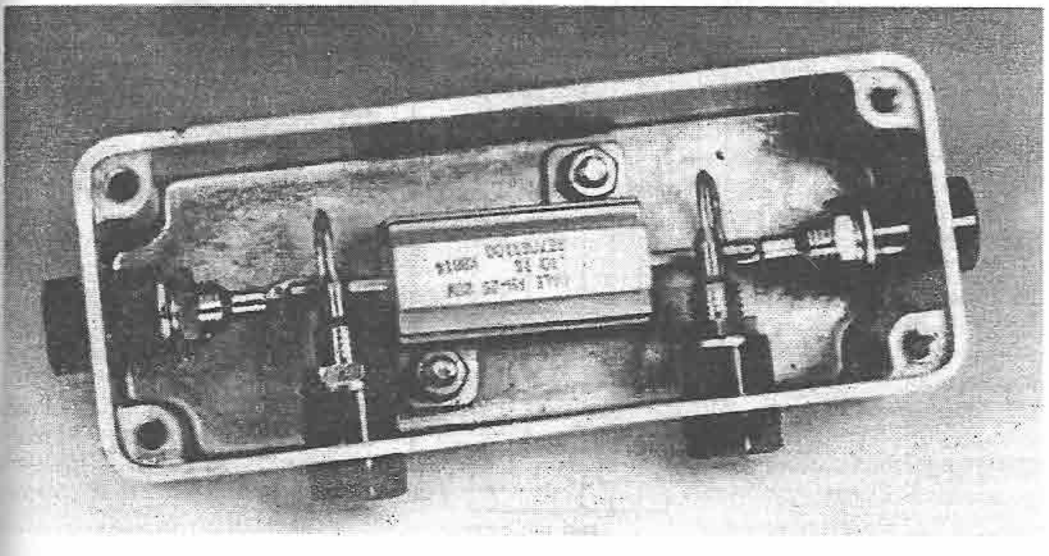
219 *Șunt pentru multimetru*

La multimetre, în special la cele mai puțin performante, domeniul de curent este restrâns la valoarea de 1 ÷ 2 A datorită limitării impuse sarcinii reprezentate de șunturile interne.

Fotografia alăturată înfățișează o modalitate simplă prin care se poate utiliza ca șunt exterior o rezistență de putere, de precizie, produsă de Dale sau RCL (0,1 Ω; 20 W; 1%). Aceste rezistențe au fost proiectate pentru alte scopuri, însă noi am preferat utilizarea lor datorită faptului că sunt mult mai ieftine decât rezistențele șunt



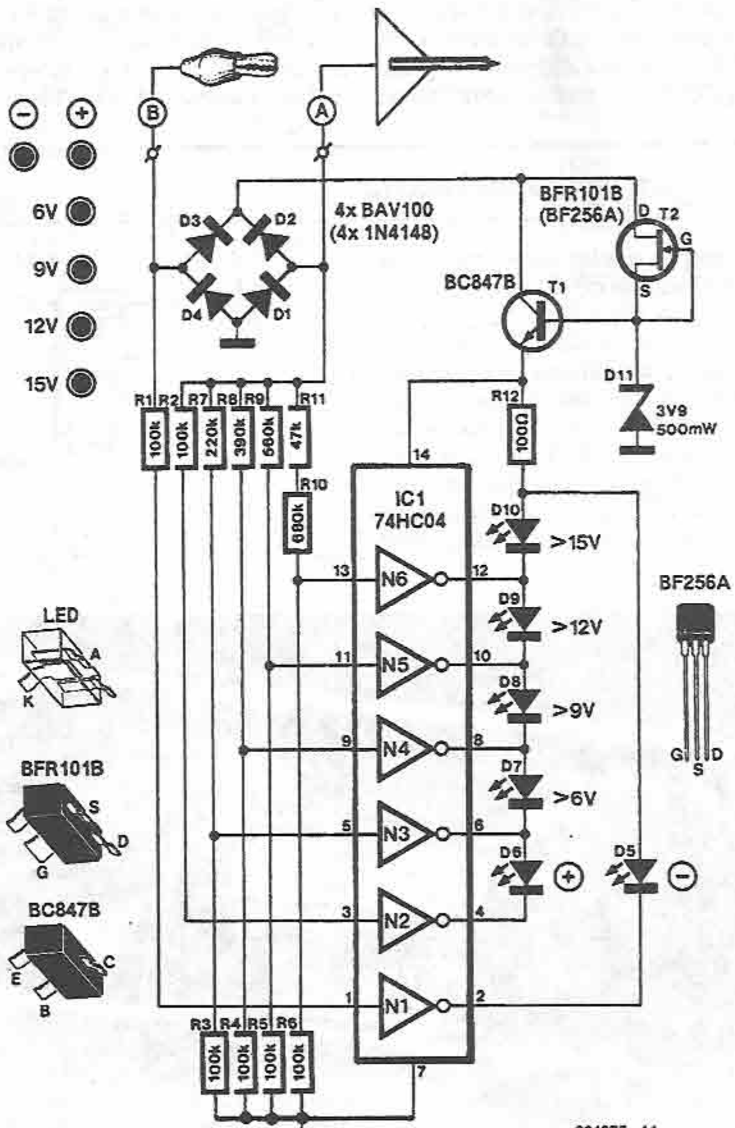
894043-11

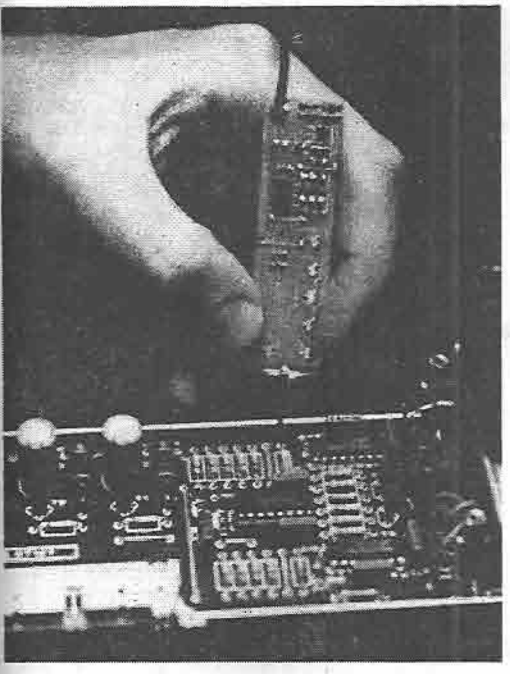


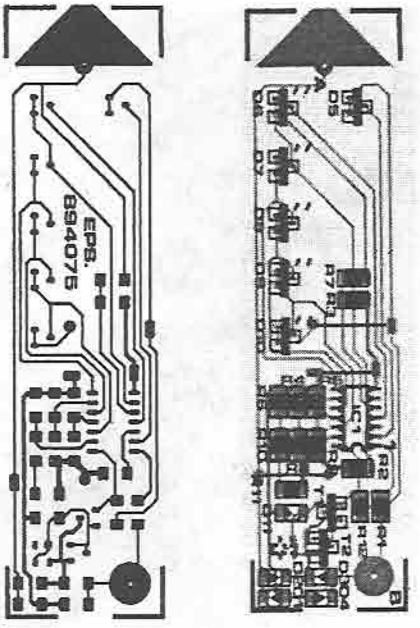
propriu-zise. Se va folosi rezistența la 20 W numai în cazul existenței unui radiator termic: în lipsa acestuia, puterea nominală este de 8 W.

Curentul maxim prin dispozitiv, cu radiator termic, este de circa 14 A ; la variantele mai mari, el poate crește până la 17,5 A. Când montați șuntul, asigurați-vă că atât bornele de test cât și cele ale componentei sunt cositorite corect, căci, în caz contrar, rezistența acestora se va adăuga la cea a șuntului.

220 Indicator de tensiune realizat cu componente SMT







Indicatorul de tensiune este o „unealtă“ cât se poate de utilă în orice moment, iar atunci când acesta este construit cu componente realizate în tehnologie SMT (surface mount technology) el devine și mai util, deoarece poate fi purtat, cu mare ușurință, într-un buzunar. De fapt, indicatorul de tensiune este un mic voltmetru, al cărui indicator propriu-zis este un LED. Vor fi indicate atât valoarea cât și polaritatea tensiunii testate.

În cazul în care sonda principală, adică aceea conectată la capătul ascuțit al cablajului imprimat, este negativă în raport cu sonda auxiliară, va lumina doar LED-ul „–“. Dacă, însă, este măsurată o tensiune pozitivă, va lumina unul dintre cele cinci LED-uri „+“. Care anume dintre ele, aceasta depinde de mărimea respectivei tensiuni. În cazul în care se măsoară o tensiune alternativă, LED-ul „–“ și LED-urile „+“ vor lumina simultan.

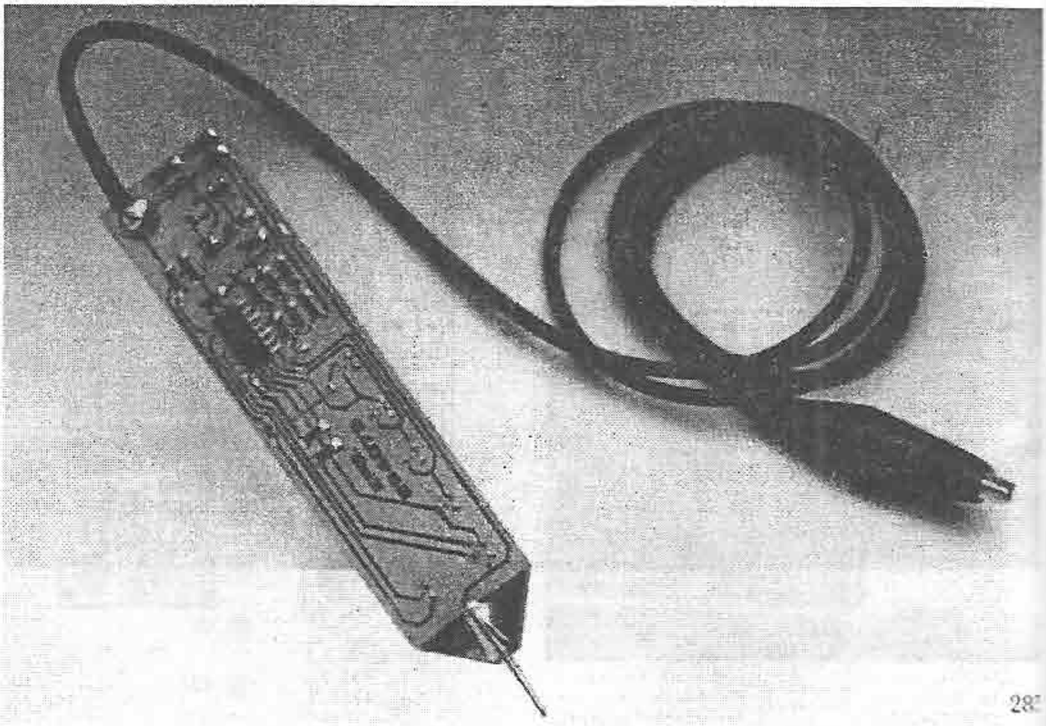
Măsurarea propriu-zisă este efectuată de circuitul integrat HCMCIS. Îndată ce tensiunea la intrarea uneia dintre porți depășește jumătatea valorii tensiunii de alimentare – care este stabilizată de T1, T2 și D1 – ieșirea sa trece în starea L. De remarcat că acest lucru nu se întâmplă în cazul utilizării circuitelor integrate din familia HCT sau LS: deci acestea nu pot fi folosite, în cazul acestui montaj.

LED-urile sunt conectate la ieșire astfel încât să nu se poată aprinde toate simultan, ci doar câte unul. Tensiunea mică de alimentare a integratului și comportamentul de sursă de curent al ieșirilor fac de prisos folosirea unor rezistențe de limitare a curentului prin LED-uri. Pragurile de comutare au fost alese astfel încât să coincidă cu tensiunile de alimentare mai frecvent întâlnite.

Cablajul imprimat, este conceput pentru utilizarea de componente SMT, deși va conține și câteva dintre cele clasice. Dacă nu vă puteți procura un BFR101B (FET realizat în tehnologie SMT), puteți folosi convenționalul BF256A. BFR-ul va fi amplasat lângă D11, cu terminalul de poartă (acela puțin mai lat) legat la catodul diodei. BF256A este așezat cu partea sa plată spre D11: terminalele sale trebuie lipite pe insulele dintre T1 și D3.

Placa însăși reprezintă sonda principală și, de exemplu, ea ar putea fi acoperită cu rășină epoxidică, pentru a deveni mai rigidă și a fi bine izolată. Sonda auxiliară este conectată în punctul B, adică la suprafața de contact rotundă aflată la capătul dreptunghiular al plăcii.

Instrumentul este proiectat pentru a măsura doar tensiuni care nu depășesc 30 V.



28

Listă de componente

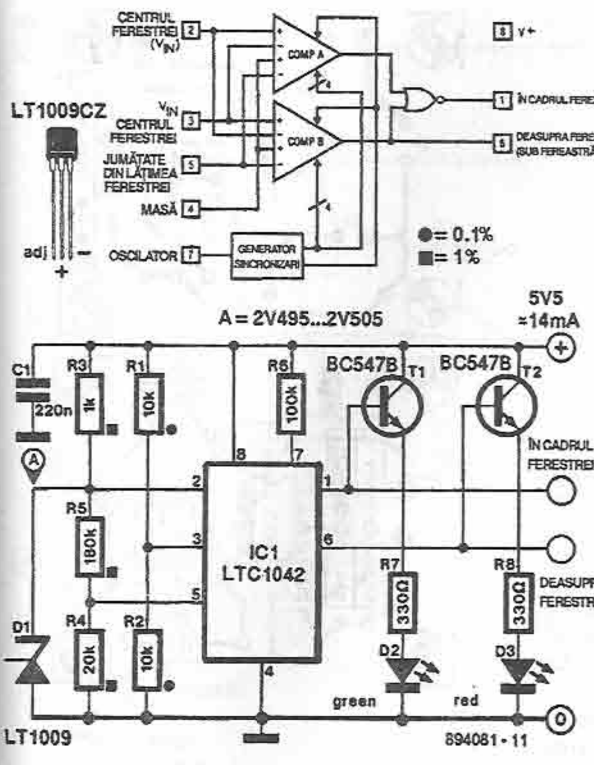
Rezistențe:
R1 ÷ R6 = 100 kΩ
R7 = 220 kΩ
R8 = 390 kΩ
R10 = 680 kΩ
R11 = 47 kΩ
R12 = 100 Ω

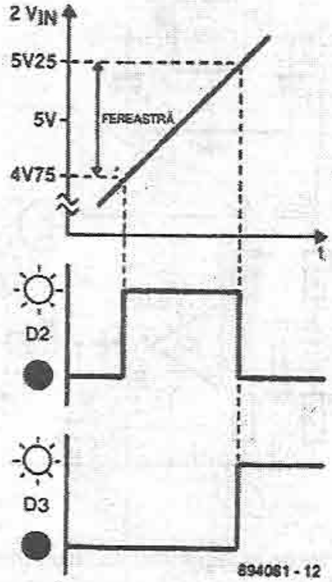
Semiconductoare:
D1 ÷ D4 = BAV100
D1 ÷ D4 = BAV100
D11 = zener 3V9Z / 0,5 W
T1 = BC847B
T2 = BFR101B (vezi textul)
IC1 = 74HC04 (nu HCT)

221 *Monitorizarea alimentării TTL-urilor*

Circuitul integrat LTC1042, realizat de Linear Technology, este un comparator cu fereastră, care poate funcționa cu niște curenți foarte mici. Acest lucru e posibil prin tehnici de eșantionare, care permit deconectarea anumitor zone ale integratului în fazele de inactivitate. Acest comportament economic nu este esențial în montajul prezentat: monitorul absoarbe un curent puțin mai mare decât minimul de 100 μA.

Comparatorul este configurat cu ajutorul diodei cu referință de tip bandă interzisă, D1. Tensiunea de referință de 2,5 V furnizată de această diodă este conectată direct la pinul 2 (centrul ferestrei). Și lățimea ferestrei este stabilită tot cu ajutorul tensiunii de referință. Deoarece montajul are rolul de a monitoriza o alimentare de circuite TTL (5 V), lățimea ferestrei este fixată la o zecime din aceasta, ceea ce reprezintă și un submultiplu convenabil al tensiunii de referință. Divizorul de tensiune R4-R5 dă o tensiune de 0,25 V la pinul 5 (jumătatea lățimii ferestrei). Această configurație determină ca pinul de ieșire „deasupra ferestrei" să treacă în starea logică H atunci când tensiunea de intrare





(V_{in}, la pinul 3) depășește 2,5 V + 5%. Tensiunea de intrare este coborâtă exact la jumătatea tensiunii de alimentare, de divizorul de tensiune R1-R2.

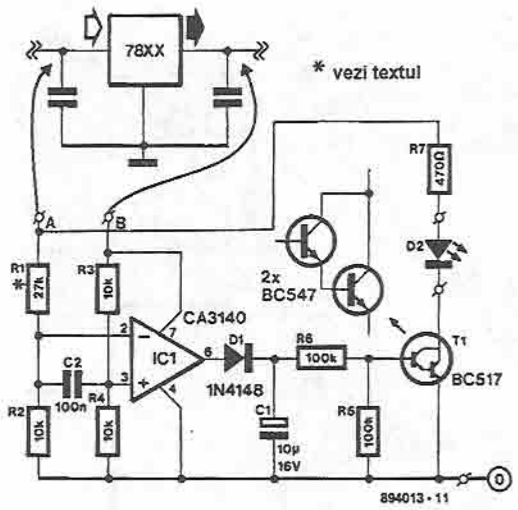
Tranzistoarele T1 și T2 comandă LED-urile indicatoare. Când D2 luminează, înseamnă că montajul și tensiunea de alimentare funcționează corect. Când luminează D3, înseamnă că tensiunea de alimentare este prea mare. Dacă nu este aprinsă nici una dintre aceste două diode, tensiunea de alimentare este prea mică, sau chiar complet absentă.

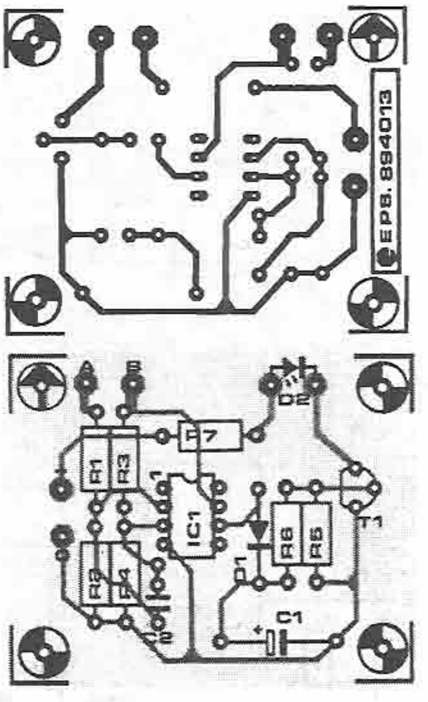
Dacă doriți și un LED care să indice că tensiunea de alimentare este prea mică, interschimbați funcțiunile pinilor 2 și 3. În acest caz, ieșirea care indica o valoare superioară ferestrei va deveni ieșirea ce va arăta o valoare inferioară ferestrei. De remarcat că, în acest caz, montajul are nevoie de o sursă de alimentare separată, în caz contrar LED-ul care indică zona inferioară ferestrei nemaiputând fi activat.

222 *Monitorizarea lui „78xx"*

Când un regulator de tensiune este alimentat de la un adaptor de rețea, se întâmplă, uneori, ca ieșirea sa să aibă un nivel prea scăzut (din cauză că ieșirea adaptorului are un nivel prea scăzut, sau deoarece tensiunea a scăzut din cauza unei suprasarcini). O indicare a acestor situații ar fi foarte utilă.

Funcționarea corectă a circuitului integrat din seria de regulatoare 78xx este legată de diferența dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire, care nu trebuie să scadă sub 3 V (cazul cel mai defavorabil; la multe alte regulatoare situația se prezintă mai bine). Căderea de tensiune pe regulator este monitorizată de IC1. Tensiunile de intrare și de ieșire ale regulatorului îi sunt aplicate lui IC1 prin intermediul divizoarelor de tensiune. Dacă tensiunea de intrare în regulator este prea scăzută, IC1 trece în starea logică H, determinând încărcarea lui C1, ceea ce îl deschide pe T1 și determină aprinderea lui D2.





Firește, puteți folosi un buzer în loc de D2 și R7. Sarcina de pe C1 asigură condițiile ca LED-ul să lumineze cel puțin 10 ms. Rezultă că montajul va reacționa chiar și la scăderi de tensiune de durată foarte mică la intrarea regulatorului. Cu atât mai mult, ondulații foarte mari, având ca rezultat scăderea tensiunii la intrare, vor apărea foarte clar indicate.

Montajul este construit în jurul circuitului integrat „7805"; mărimea lui R1 trebuie recalculată, în cazul diferitelor tipuri din seria 78xx, conform relației:

$R1 = [(2xdU/U_r) + 1]/R2$

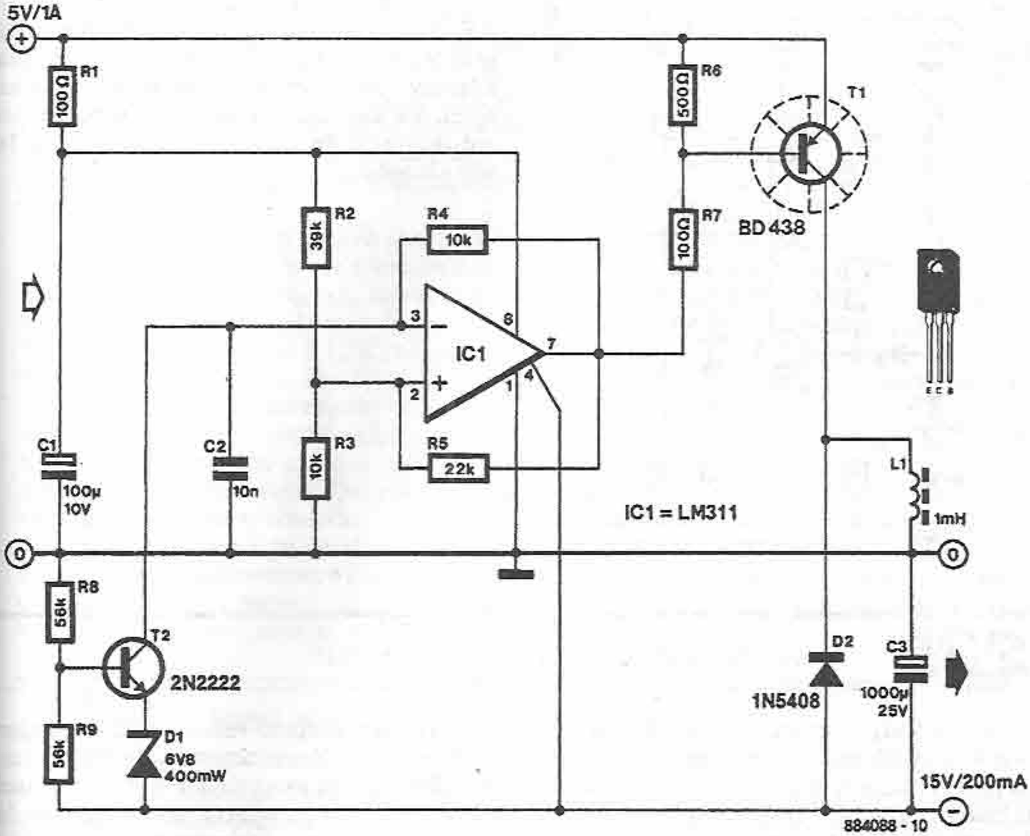
în care dU este tensiunea care cade pe regulator iar U_r este tensiunea caracteristică de ieșire a regulatorului. Este necesar ca dU să fie aleasă ceva mai mare decât tensiunea minimă efectivă care cade pe regulator, pentru a se preveni proasta funcționare a circuitului. Aceasta deoarece tensiunea minimă care cade pe regulator este constantă din momentul în care dispozitivul electronic încetează să mai funcționeze corect, și până când tensiunea revine la normal. Cu alte cuvinte, monitorul trebuie să fie capabil să reacționeze la o cădere de tensiune care este cu puțin mai mare decât căderea de tensiune minimă.

223 *Convertor +5 V / –15 V cu componente discrete*

Acest convertor de tensiune negativă este altfel decât marea majoritate a celorlalte scheme asemănătoare, prin faptul că nu este realizat ultimul tip de circuit integrat. Privind figura constatăm că pentru a construi efectiv acest convertor eficient de +5 V / –15 V, avem nevoie doar de câteva componente obișnuite, la îndemână oricărui electronist.

IC1 lucrează ca un multivibrator autooscilant care furnizează un semnal de ieșire cu un factor de umplere relativ mare. LM311 este proiectat să funcționeze cu o singură alimentare, de 5 V, și permite un curent mare de ieșire necesar pentru comanda comutării tranzistorului T1. Factorul de umplere al semnalului de ieșire este determinat în principal de divizorul de tensiune R2-R3, iar frecvența de oscilație – de C2-R4. Tranzistorul T2 face parte dintr-o buclă de reglare care modifică factorul de umplere al oscilatorului, pentru a menține o valoare de –15 V la ieșirea convertorului.

Tensiunea de ieșire, U_0, este calculată astfel:



$U_0 = -(U_{D1} + U_{BE(T1)})(R8/R9 + 1)$ [V]

Valorile componentelor date în schemă duc la obținerea următoarelor caracteristici de proiectare:

Randament (P_0/P_i): max. 75%

Frecvența oscilatorului: 6 kHz

Factorul de umplere: aprox. 0,8

Ondulația la ieșire: 100 mV la I_L = 200 mA

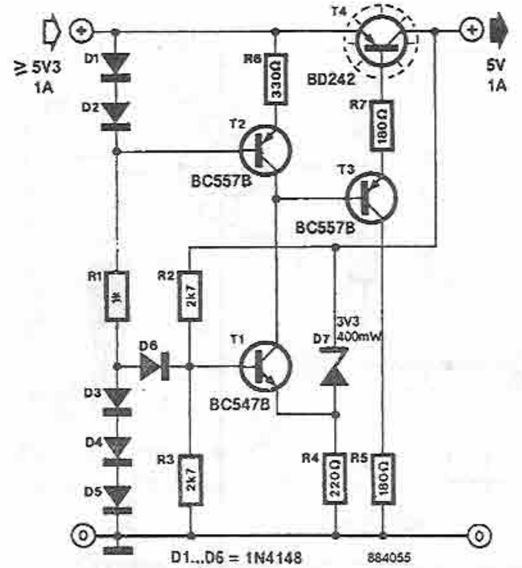
Curentul maxim în sarcină: 200 mA

T1 va trebui să fie montat pe un mic radiator termic.

224 *Regulator de tensiune cu componente discrete*

Regulatoarele pentru căderi mici de tensiune pot ajuta la economisirea energiei prin menținerea la cote scăzute a disipației în cadrul sursei de alimentare. Din păcate, aceste regulatoare, în varianta integrată, cu un curent de ieșire mai mare de circa 0,4 A, sunt greu de procurat. Cel pe care vi-l prezentăm aici a fost proiectat pentru aplicații ce necesită peste 0,4 A și în care disipația sursei trebuie menținută cât mai scăzută posibil.

Sursa de curent constant T2-D1-D2-R6 asigură o amplificare mare și suprimarea adecvată a zgomotului și brumului pe tensiunea de intrare. T3 și T4 echivalează cu un tranzistor Darlington, comandat de T1, ale cărui terminale de bază și emitor sunt conectate la ieșirea de tensiune. Când aceasta crește, tensiunea pe emitor devine mai mare decât cea de pe bază. Tranzistorul se blochează, astfel încât tensiunea de comandă a lui T3-T4, și odată cu aceasta, tensiunea de ieșire, scad. Diodele D3 ÷ D6 au rolul de a furniza tensiunea de pornire a acestui montaj regulator.

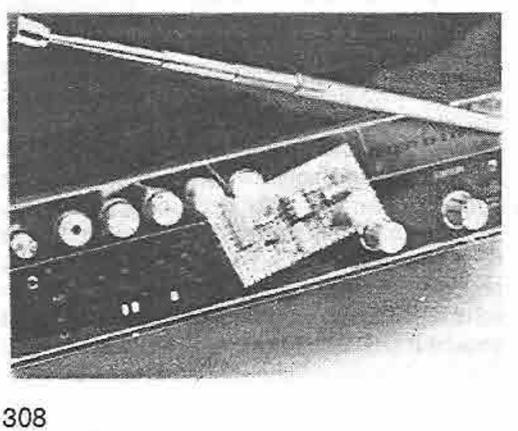


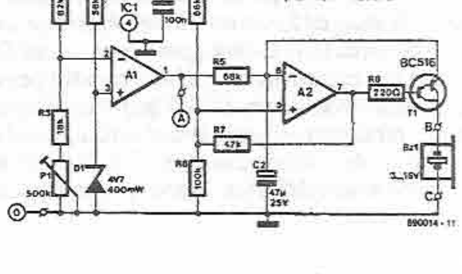
Tensiunea de ieșire este determinată de D7 și R2/R3. Rezistența R2 poate fi înlocuită cu un semireglabil de 5 kΩ, pentru a compensa toleranța (de obicei, destul de mare) a diodei zener. Vă mai atragem atenția că montajul nu are limitator de curent, deci nu rezistă la scurtcircuite.

225 Indicator al stării „baterie descărcată"

Indicatorul pe care urmează să vi-l prezentăm este suficient de mic pentru a permite montarea lui în interiorul respectivului aparat alimentat de la baterie, cum ar fi, de exemplu, un aparat de ras portabil sau un radioreceptor. Curentul ce se stabilește prin el nu este mai mare de 1 mA și, ca urmare, el nu reprezintă o sarcină suplimentară prea mare pentru baterie.

Amplificatorul operațional A1, în conexiune de comparator, compară tensiunea bateriei, aplicată la intrarea inversoare prin divizorul de tensiune R1-R3-P1, cu o tensiune de referință de aproximativ 4,7 V care este aplicată la intrarea neinversoare. Datorită valorii scăzute a curentului prin dioda Zener, tensiunea de referință nu va fi întotdeauna exact de 4,7 V. Totuși, atunci când tensiunea bateriei scade, tensiunea la intrarea inversoare descrește mult mai rapid decât cea de la intrarea neinversoare, astfel că, întotdeauna, comparatorul basculează la aceeași tensiune. Aceasta poate să fie fixată foarte precis cu ajutorul lui P1. Când tensiunea bateriei se află la un nivel normal, tensiunea de la intrarea inversoare a lui A1 depășește tensiunea zener. În acest caz, ieșirea comparatorului este practic neglijabilă. Dacă tensiunea Zener depășește căderea de tensiune pe R3 + P1, comparatorul basculează, ceea ce face ca nivelul la ieșirea lui să crească până la acela al tensiunii bateriei.





Atunci, condensatorul C2 se va încărca lent prin intermediul lui R5. Tensiunea pe condensator (la intrarea inversoare a comparatorului A2) este comparată, de amplificatorul operațional A2, cu tensiunea intrării sale neinversoare). Din cauza reacției negative prin R7, această tensiune nu are o valoare fixă, ceea ce nu este, însă, important în această aplicație.

În momentul în care tensiunea pe C2 a atins o valoarea mai mare decât cea a tensiunii de la intrarea neinversoare a lui A2, ieșirea acestui amplificator operațional trece în starea L. Tranzistorul Darlington T1, și, ca urmare, buzerul activ Bz1, sunt deschise. În aceste condiții, tensiunea la intrarea neinversoare a lui A2 este micșorată cu câțiva volți, prin intermediul lui R7; cu alte cuvinte, există într-o anumită măsură, histerezis. Datorită acestuia, buzerul va continua să absoarbă curent din C2, până când tensiunea pe condensator (și ca urmare, și la intrarea inversoare a lui A2) a scăzut cu câțiva volți. În consecință, comparatorul basculează, astfel că ieșirea lui trece în starea H, dezactivând buzerul. Apoi, C2 se încarcă din nou și procesul se repetă până când aparatul este deconectat și bateria înlocuită sau reîncărcată.

Utilizarea acestui indicator este recomandabilă pentru baterii cu tensiuni cuprinse între 4,5 V și 15 V. Dacă integratul folosit în montaj este de tipul TLC272, curentul va fi puțin mai mic de 1 mA. Înlocuirea lui cu un TLC27L2 va duce la scăderea acestuia până la 250 μA, la o tensiune de 9 V.

Reglajul indicatorului se face în modul următor. Presupunând că tensiunea bateriei este de 9 V, buzerul ar urma să înceapă să intre în acțiune la circa 7 V. Conectați ca alimentare a montajului o sursă de tensiune stabilizată, reglabilă, și fixații tensiunea de ieșire la exact 7 V. Rotiți cursorul lui P1 până la obținerea rezistenței maxime. Cu un multimetru, măsurați tensiunea la ieșirea lui A1 (în punctul de test A): aceasta ar trebui să fie practic nulă. Rotiți încet cursorul lui P1 până când tensiunea de la ieșirea lui A1 crește brusc la 7 V. Acesta este reglajul corect al lui P1. În decurs de câteva secunde, buzerul ar trebui să sune.

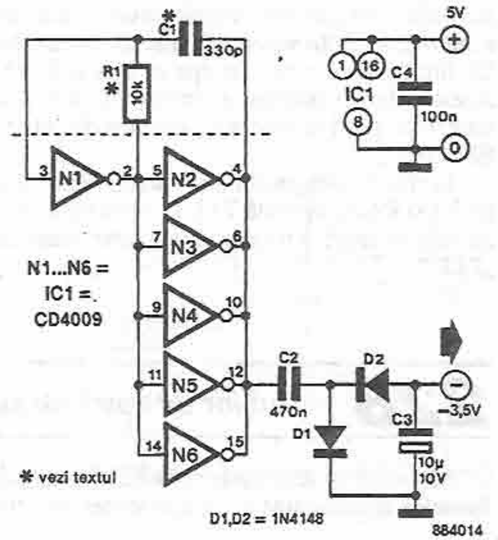
226 *Sursă auxiliară de tensiune negativă*

Multe montaje necesită, în afară de sursa normală de tensiune pozitivă, și o sursă negativă, de la care va fi preluat doar un curent de valoare mică. În astfel de situații, un transformator de rețea cu două bobinaje secundare ar însemna o rezolvare destul de costisitoare.

Montajul pe care vi-l propunem ca alternativă, alimentat de la o sursă de tensiune pozitivă, generează o tensiune negativă. Sursa poate furniza între 5 și 15 V. În cazul în care curentul prin aceasta este sub 1 mA, nivelul tensiunii negative generate se va situa cam cu 1,5 V sub acela al tensiunii de alimentare. Astfel, dacă sursa are 5 V, tensiunea negativă este de –3,5 V. În situația în care curentul preluat de la sursă este de 2 mA, diferența dintre cele două tensiuni se va mări până la aproximativ 2,5 V.

Modul de funcționare a circuitului este destul de simplu. Poarta N1, împreună cu porțile legate în paralel N2 ÷ N5, funcționează ca un generator de semnal dreptunghiular cu ieșire prin buffer. Valoarea vârf la vârf a tensiunii dreptunghiulare este, datorită utilizării porților CMOS, aproape egală cu cea a tensiunii de alimentare. Redresorul D1-D2 asigură convertirea tensiunii alternative într-una negativă cu nivel determinat.

Dacă dispunem de o frecvență de tact cuprinsă între 10 și 50 kHz, aceasta poate fi aplicată la intrarea lui N1, caz în care nu mai este necesară prezența lui R1 și C1.



227 *Sursă de tensiune programabilă*

Multe aplicații, cum ar fi cazul programatorului de EPROM-uri, necesită o tensiune de alimentare care să poată fi comutată pe un mare număr de niveluri. Montajul pe care vi-l propunem permite utilizatorului să facă aceste comutări într-un interval cuprins între 5 V și 21 V.

Îndată ce tranzistorul de comutare conduce, R3 este conectată în paralel cu R2. Aceasta duce la scăderea rezistenței totale dintre pinul „adj" al lui LM317 și masă, urmată de scăderea tensiunii de ieșire.

Dacă vrem să mărim numărul nivelurilor de tensiune de ieșire disponibile, putem adăuga câteva tranzistoare de comutare, plus rezistențele și condensatoarele asociate acestora.

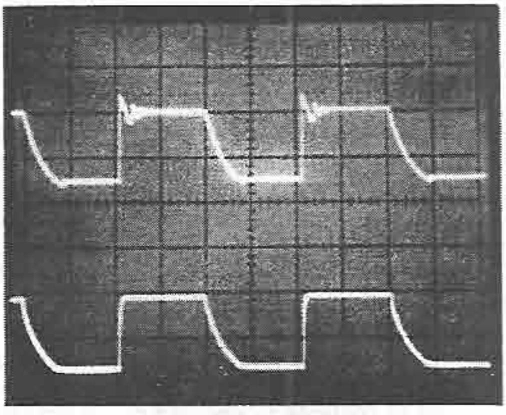
Nivelul tensiunii variază în funcție de raportul dintre R1 și valoarea rezultată prin legarea în paralel a lui R2 cu R3. În acest divizor de tensiune, tensiunea ce cade pe R1 va fi întotdeauna de 1,2 V. Rezultă:

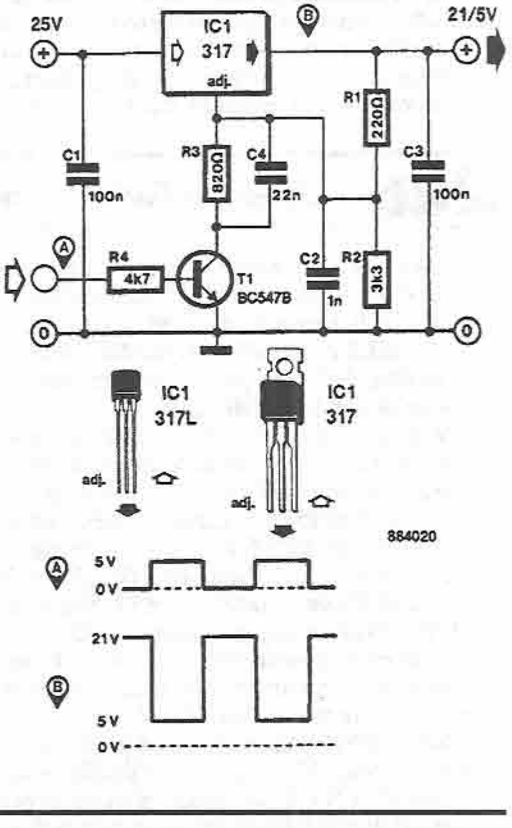
$$U0 = \left[1 + \frac{R2/R3}{R1}\right] \text{ volți.}$$

Condensatoarele C1 și C3 au rolul de a optimiza comportamentul de comutator al circuitului. Dimensionarea acestor componente urmează a fi stabilită cu ajutorul generatorului de semnal și al unui osciloscop. Efectul acestor condensatoare asupra tensiunii de ieșire este cel ilustrat în fotografia alăturată.

Un avantaj suplimentar al utilizării unui regulator de tensiune integrat este acela că oferă un mijloc de limitare a curentului. Dacă, de exemplu, se folosește o variantă „L" a acestui CI, limitarea de curent începe cam la 100 mA. Acest ordin de mărime a curentului va fi mai mult decât potrivit pentru majoritatea circuitelor EPROM.

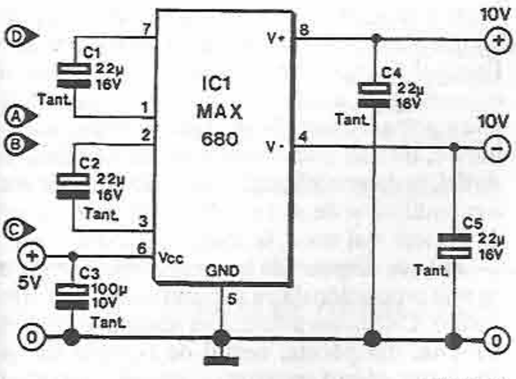
În sfârșit, este posibilă și varianta înlocuirii lui T1 și R4 cu o poartă TTL cu colector în gol, cu valoare mare a tensiunii, cum este cazul lui „7407".



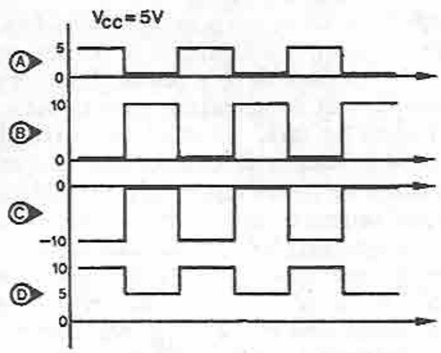


228 *Dublor de tensiune simetric*

Multe dintre montajele construite cu amplificatoare operaționale și comparatoare necesită o sursă de alimentare auxiliară, simetrică, de mică putere. Schema pe care v-o prezentăm aici



884058-10



884058-11

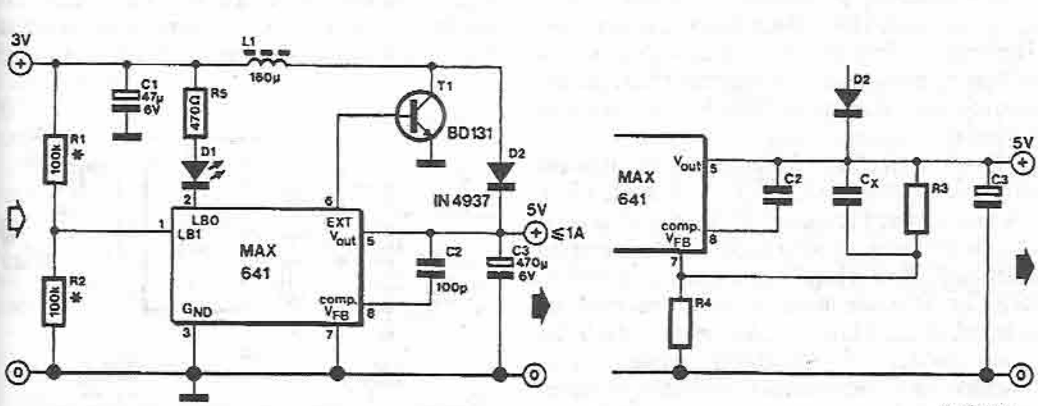
este cea a unui convertor din asimetric în simetric, ideal pentru folosirea în echipamente digitale, în cazul în care sunt alimentate de la o baterie sau de la o sursă de putere de 5 V, dar care nu este prevăzută cu bornele necesare alimentării simetrice a amplificatoarelor operaționale. Costurile și gabaritul impuse de realizarea unui astfel de convertor sunt mai reduse decât cele pretinse de realizarea unei alimentări simetrice suplimentare, ce necesită în plus un transformator separat, redresare, filtrare și stabilizare.

Din schema montajului se deduce simplitatea concepției acestui dublor de tensiune, care este o aplicație a circuitului integrat MAX680, produs de Maxim Integrated Products Inc.

Impedanța de ieșire a fiecărei linii simetrice este de circa 200 Ω, iar curentul maxim ajunge până la 10 mA. În regim de repaus, integratul aproape nu consumă curent, iar impulsurile la bornele de ieșire abia ating 40 mV_{VV}.

229 *Regulator în comutație ridicător de tensiune*

Recent, firma Maxim Integrated Products Inc. a scos pe piață o serie de regulatoare în comutație ridicătoare de tensiune, integrate concepute spre a fi utilizate în convertoarele c.c.-c.c., simple, realizate cu un număr minim de componente. Toate funcțiile de comandă și stabilizare sunt îndeplinite de circuitul integrat montat în capsulă DIP cu 8 pini: un generator de tensiune de referință cu bandă interzisă, oscilator, comparator de tensiune, diodă de blocare și un MOSFET de medie putere cu canal N. În plus, integratul este prevăzut și cu un circuit intern de



* vezi textul

884086-10

detectare a descărcării bateriei (LB).

Unul dintre aceste noi cipuri este MAX641, care prezintă un mare interes la realizarea surselor de tensiune de 5 V pentru alimentare neîntreruptă, atât de importante în computere. În aplicația de față, curentul de ieșire al regulatorului ridicător de tensiune este mărit de un tranzistor de putere bipolar, T1. Detectorul descărcării bateriei compară tensiunea la intrarea LB1 cu sursa internă de referință de +1,31 V. Ieșirea LB0 trece în starea „jos", când tensiunea la pinul 1 scade sub 1,31 V. Tensiunea de prag pentru „baterie descărcată", U_{LB}, este determinată de divizorul de tensiune R1-R2, astfel:

$U_{LB} = 1,31(R1/R2 + 1)$ [V].

Tipic, R2 are valoarea de 100 kΩ. În aplicația noastră, LED-ul D1 de la ieșirea LB0 se aprinde atunci când tensiunea la intrare scade sub 2,62 V.

În cazul în care conectăm intrarea FBV la divizorul R3-R4 și nu la masă, tensiunea de ieșire devine reglabilă. Această variantă este prezentată în detaliul din partea dreaptă a schemei. În acest caz, tensiunea la ieșire, U_O, va deveni:

$U_O = 1,31(R3/R4 + 1)$ [V].

Și de această dată, valoarea tipică pentru R4 este de 100 kΩ. C_X are 100 pF. Atenție la tensiunea nominală a lui C3.

Curentul maxim la ieșirea montajului este de 1 A. Tensiunea la intrare trebuie să se mențină sub 5 V. Eficacitatea maximă a conversiei este cam de 80%. Valoarea minimă a lui L1, L_{min}, se calculează cu:

$L_{min} = U_{in}/(2xf_O xI_{max})$.

I_{max} depinde de raportul dintre curentul prin bobină și cel prin tranzistorul de putere exterior. Factorul f_O reprezintă frecvența de oscilație a convertorului, adică 45 kHz. Puterea disipată la ieșire poate fi mărită fie prin mărirea tensiunii la intrare, fie prin micșorarea inductanței bobinei. Astfel, se determină o rată mai rapidă de creștere a curentului, și de aici rezultă un vârf de curent de valoare mai mare, la sfârșitul fiecărui ciclu.

Puterea disponibilă la ieșire crește deoarece ea este proporțională cu pătratul curentului prin bobină. Calcularea inductanței maxime a bobinei L1 este, din păcate, destul de complicată, și depășește cadrul restrâns al acestei prezentări generale a integratului MAX641. Bobina trebuie să poată suporta vârful de curent cerut și, în același timp, să aibă rezistențe serie și pierderile în miez între limite acceptabile. Curentul prin bobină, în cazul dat, trebuie să fie de minimum 2,5 A.

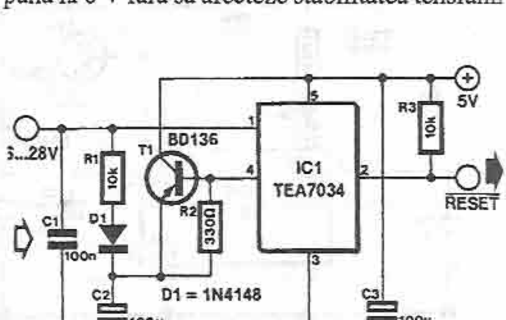
Trebuie să se țină seama și de amplitudinea relativ mare a ondulației de la ieșirea convertorului. Tensiunea pulsatorie este dată de componentele de înaltă (45 kHz) și joasă frecvență, a căror suprimare suplimentară este practic imposibilă.

În ceea ce privește dioda D2, aceasta va trebui să fie o diodă Schottky rapidă. Alternative la tipul indicat în schemă sunt 1N5817 (1A), 1N5821 (3A) sau BYV27 (2A). Nu este recomandabilă folosirea diodelor redresoare de uz general din seria 1N400x, din cauza timpului lor lent de intrare în conducție, care determină pierderi mari și randament scăzut.

230 *Sursă de tensiune de 5 V insensibilă la zgomot*

Regulatorul de tensiune integrat, recent apărut pe piață, TEA7034, produs de firma CSF-Thomson, a fost proiectat anume pentru a fi utilizat cu microprocesoare, a căror funcționare este afectată de zgomot, vârfuri de impulsuri și perturbații digitale.

După conectarea alimentării, regulatorul trimite un impuls $\overline{RESET}$, întârziat, către microprocesor. Parametrii temporali ai acestui impuls depind de valorile lui R1 și C2. În schema alăturată, întârzierea este de circa 0,6 s. Regulatorul poate lucra cu vârfuri de tensiune la intrare de până la 80 V. Când tensiunea la ieșire scade sub 4,75 V, regulatorul derivație T1 se deschide, iar C2 acționează ca un buffer de curent care alimen-tează temporar sarcina. Îndată ce regulatorul este alimentat la putere maximă, tensiunea nestabilizată de la intrare poate să scadă până la 6 V fără să afecteze stabilitatea tensiunii



de ieșire. De remarcat, totuși, că ieșirea $\overline{RESET}$ nu basculează corect până când tensiunea de intrare nu depășește circa 8 V. $\overline{RESET}$ rămâne în starea L la tensiuni de intrare mai scăzute decât această valoare, cu R3 având rolul de rezistență de pull-up.

Montajul introduce o cădere de tensiune de numai 0,6 V, la un curent maxim de ieșire de 500 mA (curentul de ieșire în scurtcircuit este de 800 mA). Stabilizarea de tensiune la o tensiune de 5 V pe ieșire se încadrează în limita de 2,5%. Tensiunile inverse de intrare de până la –18 V la intrare nu-i dăunează circuitului integrat, care este protejat atât la scurtcircuit, cât și contra supraîncălzirii.

231 *Sursă de curent alternativ constant*

Una dintre proprietățile mai puțin cunoscute ale tranzistoarelor cu efect de câmp este aceea că unele dintre ele sunt simetrice din punct de vedere electric, ceea ce înseamnă că drena și sursa pot fi schimbate între ele, în anumite condiții. Pe această proprietate se bazează și circuitul din schema alăturată, care furnizează un curent alternativ constant prin P2, atunci când este conectat la o sursă de tensiune alternativă.

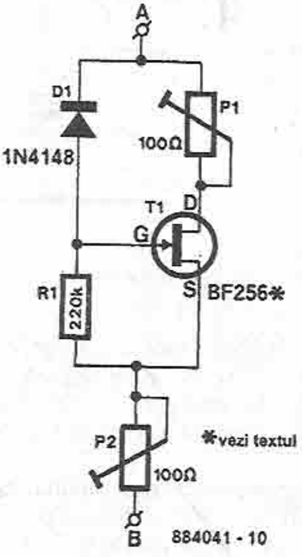
Pentru o mai bună urmărire a modului de funcționare, vom face referiri la curbele caracteristice din fig. 2 și vom presupune că tensiunea sinusoidală este aplicată la bornele A și B.

Când drena lui T1 este negativă în raport cu sursa, D1 se blochează și astfel formează o rezistență considerabil mai mare decât cea a lui R1. Practic, pe ea nu există deloc tensiune, deci $V_{GS} = 0$ V. De aici rezultă că I_D este constant la circa 14 mA, când $V_{DS} > 8$ V (vezi fig. 2). Ar mai trebui remarcat faptul că respectivele caracteristici și valorile lui I_D și V_{DS} sunt tipice și diferă în funcție de tipul de tranzistor cu efect de câmp utilizat (cu sufixul A, B sau C).

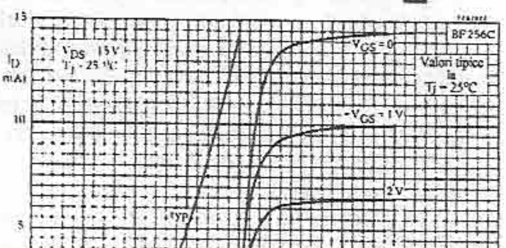
Când drena lui T1 este pozitivă față de sursă, D1 conduce. În cazul în care P1 este reglat astfel încât tensiunea la bornele sale să fie egală cu V_D, nici de această dată nu există nici o diferență de tensiune între poartă și sursă, astfel încât FET-ul funcționează ca o sursă de curent, așa cum s-a arătat mai înainte.

Curentul alternativ constant furnizat de montaj poate fi determinat prin montarea unor mici rezistențe în drenă și în sursă, astfel încât V_{GS} să ia valori diferite de 0 V. Domeniul tensiunii la intrarea sursei de curent este cuprins între 6 V_{ef} și 18 V_{ef}.

1



2



232 *Sursă de putere, autocomutabilă*

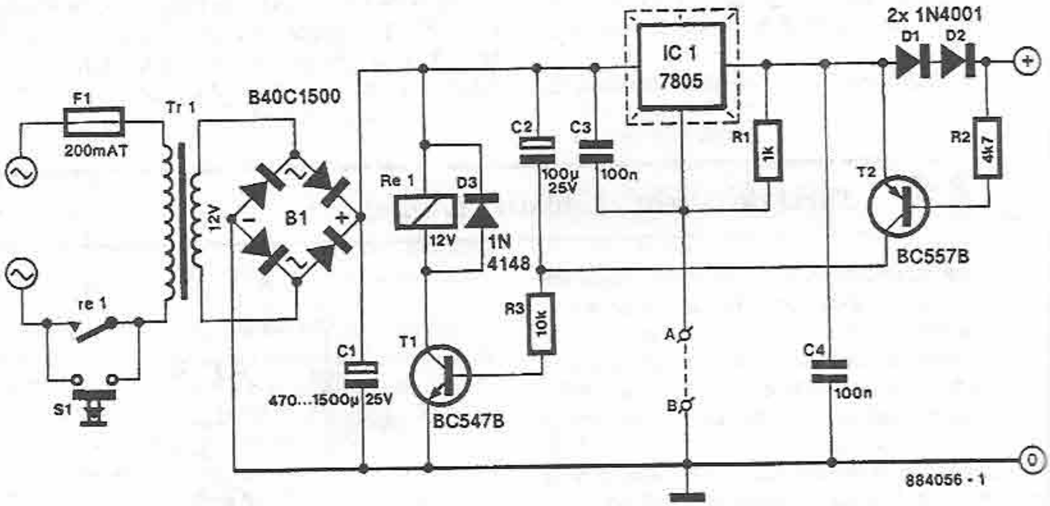


Fig. 1.

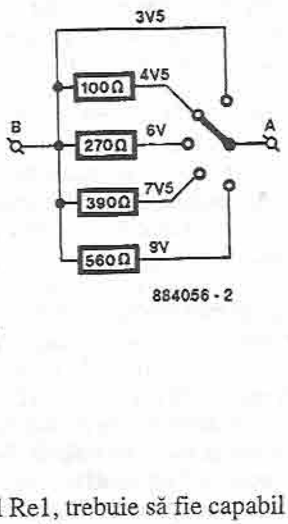


Fig. 2.

Sursa de alimentare, de putere, pe care v-o prezentăm aici se întrerupe singură atunci când nu mai circulă curent prin sarcină. Din fig. 1 se poate deduce modul în care se realizează acest lucru.

Când există curent prin sarcină, tensiunea ce cade pe D1 și D2 este suficientă pentru ca T2 să conducă. Ca urmare deschide T1 și releul este alimentat.

În momentul în care dispare curentul prin sarcină, T2 se blochează. Curentul prin baza lui T1 îl va încărca pe C2, astfel că, după câteva secunde, releul va fi dezactivat. Contactul releului, re1, va întrerupe legătura primarului transformatorului cu rețeaua de alimentare. Alimentarea va fi conectată din nou prin reconectarea sarcinii și apăsarea scurtă a lui S1.

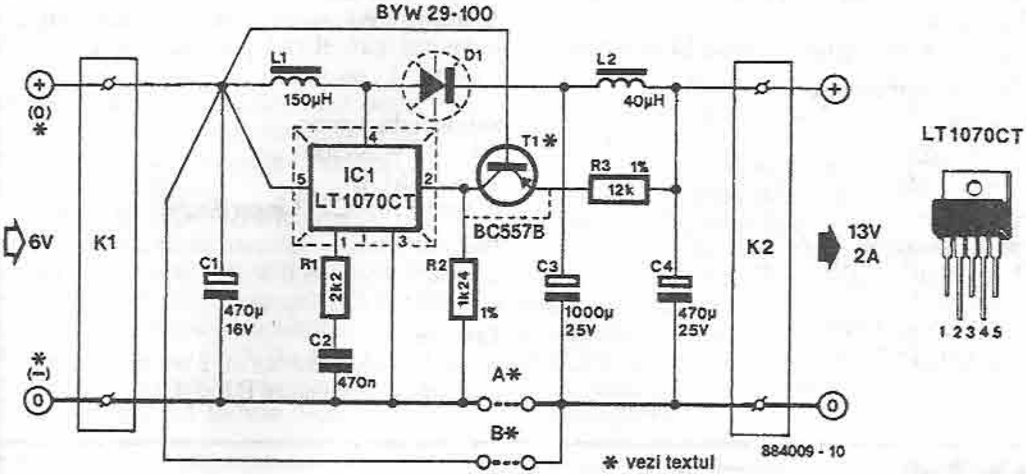
Tensiunea de ieșire depinde de rezistența dintre punctele A și B. Scurtcircuitarea lor printr-un fir conductor va avea ca rezultat o tensiune de ieșire de aproximativ 3,5 V. Pentru fiecare creștere cu 100 Ω a rezistenței, tensiunea la ieșire va crește cu circa 1 V (curentul dinspre regulator spre masă rămâne aproximativ constant, la valoarea de 10 mA). Acest lucru face posibilă obținerea unei tensiuni de ieșire variabile, cu ajutorul câtorva rezistențe și al unui comutator rotativ, după cum se observă din fig. 2.

Releul Re1, trebuie să fie capabil să comute tensiunea rețelei.

Tensiunea nominală din secundarul lui Tr1 trebuie să fie de circa 1,5 ori mai mare decât tensiunea dorită la ieșirea de c.c. Curentul la ieșire nu trebuie să fie mai mare de 1 A; dacă această valoare este atinsă frecvent, este recomandabilă mărirea valorii lui C1 până la 1500 µF. Întârzierea întreruperii poate fi mărită prin creșterea valorii lui C2.

Radiatorul termic al lui IC1 trebuie să fie adecvat curentului de ieșire.

233 Convertor de 6 V / 12 V

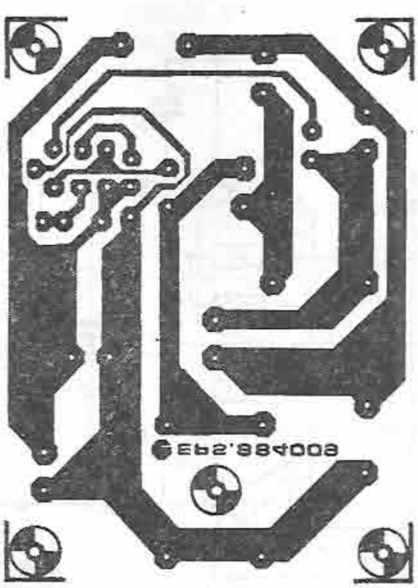


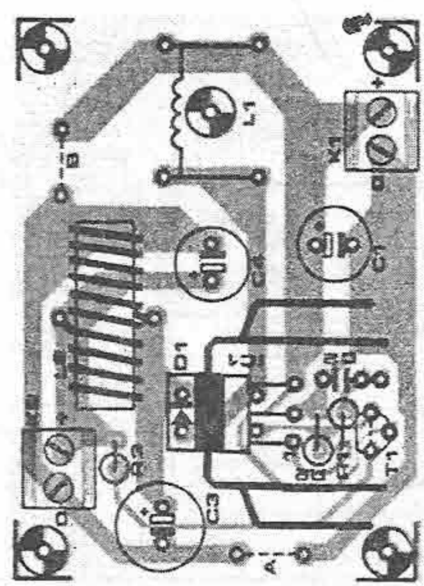
Proprietarii mașinilor de cules struguri și ai motocicletelor dotate cu baterie de 6 V vor considera foarte folositor convertorul descris aici, pentru acționarea unor accesorii moderne cum ar fi radioul, numărătorul de rotații și altele.

Convertorul mărește la 12 V tensiunea bateriei: curentul său maxim de ieșire este de 2 A. El poate fi folosit fie cu plusul, fie cu minusul la masă. Această schimbare poate fi făcută cu ajutorul firului conductor prezentat în schemă.

Montajul lucrează pe baza principiului flyback, scop în care este prevăzut cu un comutator electronic de putere, IC1, care lucrează la o frecvență de 40 kHz. La fiecare acționare a comutatorului, energia este stocată în bobina L1 și, ulterior, transferată condensatorului C3, prin D1.

Filtrul L2-C4 are rolul de a suprima, pe linia





de ieșire, impulsurile generate în urma comutării.

În cazul bateriilor cu minusul la masă, trebuie utilizat scurtcircuitorul A, iar între colectorul și emitorul lui T1 trebuie făcută o legătură directă (T1 nu este utilizat).

La bateriile cu plusul la masă, T1 este utilizat, și trebuie montat scurtcircuitorul B. În acest caz, polaritatea bornelor de intrare în montaj este cea indicată în paranteze.

Randamentul la sarcină maximă (intrare: 6 A; ieșire: 2 A) este în jur de 70%; la curenți de ieșire mai mici, el va fi puțin mai mare.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 2,2 kΩ
R2 = 1,24 kΩ
R3 = 12 kΩ

Condensatoare:
C1 = 470 µF / 16 V
C2 = 470 nF
C3 = 1000 µF / 25 V
C4 = 470 µF / 25 V

Semiconductoare:
D1 = BYW29-100
T1 = BC557B
IC1 = LT1070CT (Linear Technology)

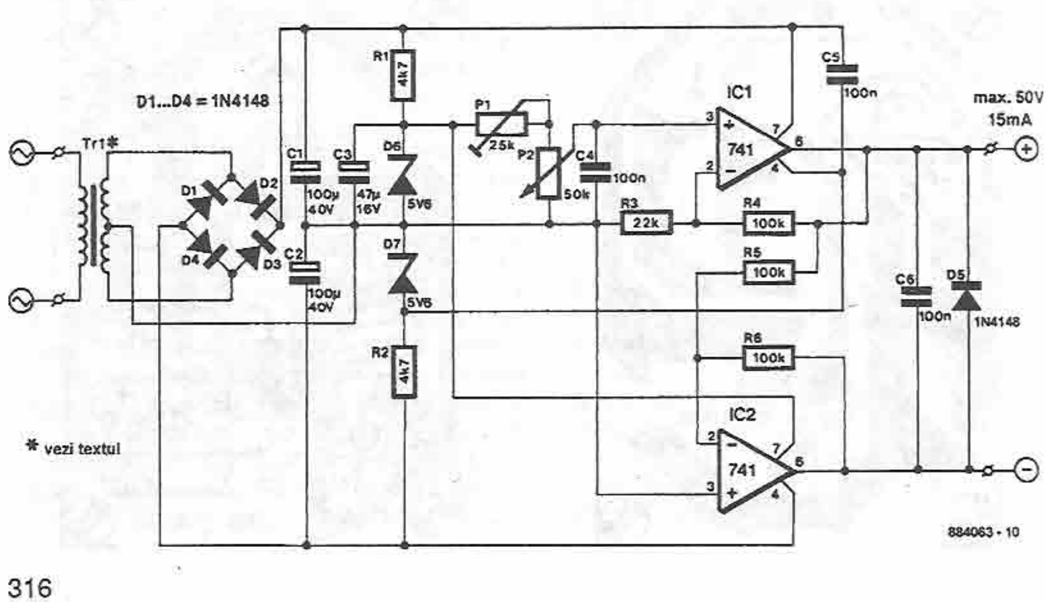
Inductanțe:
L1 = 150 µH / 3 A
L2 = 40 µH / 3 A

Diverse:
K1, K2 = bloc conector cu 2 borne
Radiator termic pentru D1 și IC1.

234 *Generator de tensiune de test*

Pentru a testa diode zener, străpungerea joncțiunilor bază-emitor, diace etc., este nevoie de o tensiune destul de mare. Sursele uzuale, de laborator, nu sunt potrivite acestui scop, deoarece, în mod obișnuit, ordinul de mărime al tensiunii lor de ieșire este doar de circa 30 V. În cazurile în care este necesar un curent mai mic de 10 ÷ 15 mA, putem construi o sursă de alimentare protejată la scurtcircuit, având tensiunea de ieșire reglabilă între 0 și 50 V și, utilizând un număr mic de componente, după cum se deduce și din schema alăturată.

Integratul IC1 amplifică de aproximativ 6 ori o tensiune continuă, a cărei valoare este reglată cu P2. Tensiunea sa de ieșire ar trebui să fie cam de 25 V față de punctul comun al condensatoarelor C1-C2. Această tensiune va fi inversată de IC2, a cărui ieșire devine –25 V.



Rezultă, de aici, că putem avea la dispoziție fie o tensiune simetrică de ±25 V, raportându-ne la punctul comun lui C1 și C2, fie una asimetrică, de 50 V, între bornele de ieșire ale circuitelor integrate. Valoarea exactă a tensiunii este stabilită prin reglajul lui P1.

Curentul maxim este limitat de cele două integrate, cam la valoarea de 20 mA, astfel încât probabilitatea distrugerii componentei de testat este foarte redusă. Protecția la scurtcircuit a ieșirii nu este limitată în timp.

Pentru a evita problemele datorate rejecției de mod comun, și, de asemenea, pentru a face posibilă modificarea tensiunii de ieșire la zero, tensiunile de alimentare pentru IC1 și IC2 se suprapun, într-o oarecare măsură, lucru realizat prin utilizarea lui D6 și D7. Dioda Zener D6 mai are și rolul de a furniza tensiunea de referință. Alimentarea lui IC1 trebuie decuplată separat printr-un condensator de 100 nF; cea a lui IC2 este decuplată adecvat prin C2 și C3.

Transformatorul de rețea va consta, de preferat (și datorită costului mai scăzut), din două exemplare a câte 18 V fiecare, se va folosi, sau singur, de 36 V. Secundarul trebuie să dea un curent de 20 ÷ 30 mA. În varianta utilizării a două transformatoare legate în serie, asigurați-vă că ele sunt în fază.

Înainte de a introduce integratele în soclurile lor, verificați tensiunile la pinii 4 și 7: acestea nu trebuie să depășească 36 V, în cazul utilizării variantei 741C, respectiv 44 V, pentru alte tipuri (741A, 741E și 741). Dacă tensiunea este prea mare, va fi folosit un transformator cu tensiunea în secundar mai mică (2 x 15 V, respectiv 30 V). Dacă, totuși, tensiunea la pinii 4 și 7 scade sub 27 V, va deveni imposibil să obținem la ieșire o tensiune de 50 V.

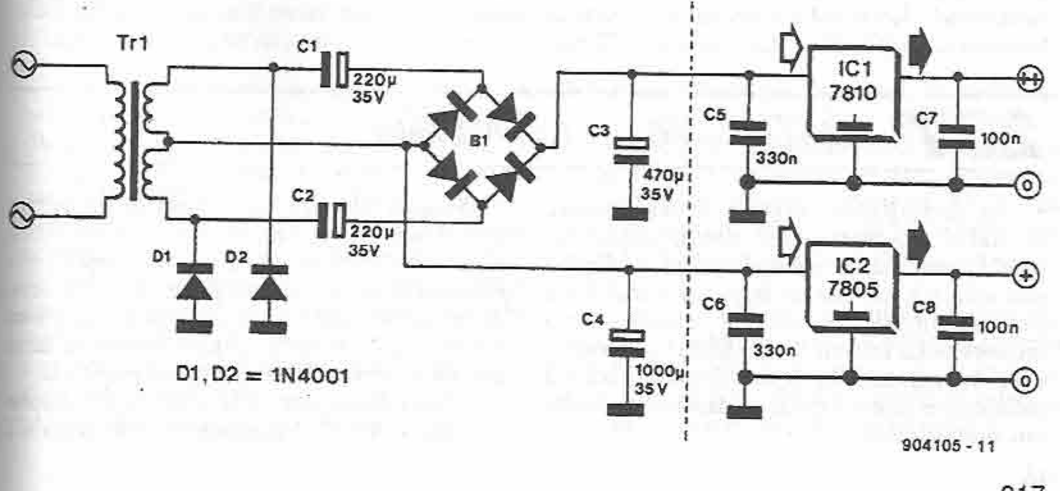
235 Montaj în punte pentru sarcină asimetrică

Montajul în punte este conceput pentru acele cazuri în care avem nevoie de două tensiuni de alimentare inegale.

Tensiunea mai scăzută se obține cu ajutorul unui transformator de rețea cu înfășurări simetrice și al redresării monoalternanță a tensiunii de pe una din aceste înfășurări.

Pentru tensiunea de valoare mai mare, este nevoie să fie redresate tensiunile de pe ambele bobinaje secundare. În acest scop, ieșirea transformatorului este legată la puntea redresoare prin intermediul a două condensatoare electrolitice, care au rolul de a nu permite trecerea tensiunilor continue.

Avantajul pe care-l prezintă acest tip de conexiune este că, deși cele două alimentări ar putea fi încărcate în mod inegal, curentul prin cele două înfășurări ale transformatorului va fi același. Acest lucru înseamnă că transformatorul este încărcat simetric, și deci poate fi utilizat la capacitatea sa maximă. În plus, se va reduce și disipația pe regulatoarele de tensiune.



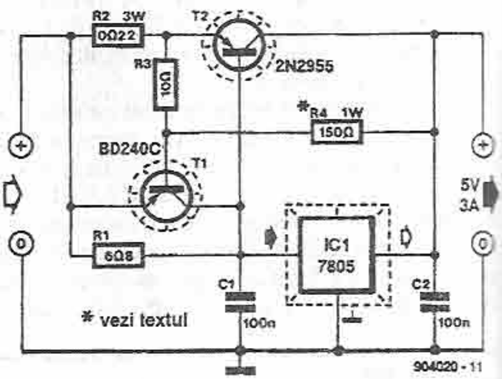
Pe ramura cu tensiune mai mică, sarcina va depinde în principal de dimensionarea transformatorului.

Pe ramura cu tensiune mai mare, sarcina este limitată de reactanța lui C1 și C2 (= 1/2 p 50 C) și de tensiunea minimă necesară la ieșire.

236 Stabilizator de tensiune cu întoarcere

Stabilizatoarele de tensiune, cu trei pini, din seriile frecvent utilizate 7805 și 7812, sunt excelente în aplicațiile curente. Dacă este nevoie de curenți de până la cel mult 3 A, se mai adaugă în schemă un tranzistor suplimentar, T2. În această variantă montajul funcționează bine, însă, în cazul unui eventual scurtcircuit, disipația totală poate deveni destul de însemnată. Acest lucru reprezintă o problemă, în special în cazul utilizării tipurilor 7812, 7815 sau 7824. Impasul poate fi depășit prin așa-numita stabilizare cu întoarcere. Prin mijloace electronice, ea duce la reducerea curentului maxim atunci când scade tensiunea de ieșire. La prototip, curentul maxim, cu ieșirea în scurtcircuit, a fost de numai 0,5 A, astfel că nu a apărut nici o supraîncălzire.

În afara integratului respectiv, sunt necesare foarte puține componente în plus, pentru realizarea montajului. În schemă, T1 are rol de limitator de curent. Îndată ce tensiunea care cade pe R2 + R3 devine mai mare de 0,6 ÷ 0,7 V, tranzistorul se deschide, ceea ce duce la reducerea practic la zero a curentului în baza lui T2. După aceea, regulatorul funcționează, mai mult sau mai puțin corect, în schimb are o foarte bună protecție termică și-și limitează bine curentul de ieșire, nepermițându-i acestuia să producă avarii. Tensiunea începând de la care intră în funcțiune circuitele de protecție este dată de suma căderilor de tensiune pe R2 și R3. Rezistențele R3 și R4 formează un divizor al tensiunii de pe T2. Disipația produsă de T2 este



direct proporțională cu tensiunea colector-emitor, care, în acest fel, este utilizată pentru a comanda curentul. Astfel, caracteristica de stabilizare este o funcție de nivelul tensiunii de intrare.

Este instructivă efectuarea câtorva experimente cu diverse valori pentru R2 și R3. Când se produce un scurtcircuit, căderea de tensiune pe R3 trebuie să fie suficient de mare pentru a putea comanda trecerea lui T1 – practic – în saturație. În această situație, putem spune că efectiv nu avem curent de ieșire.

În ceea ce privește probele de funcționare, trebuie remarcat că stabilizatoarele 78xx pot suporta curenți cu mult mai mari decât acei specificați de producător (1 ÷ 1,5 A), până în momentul când încep într-adevăr să se încălzească și nivelul maxim de curent să scadă.

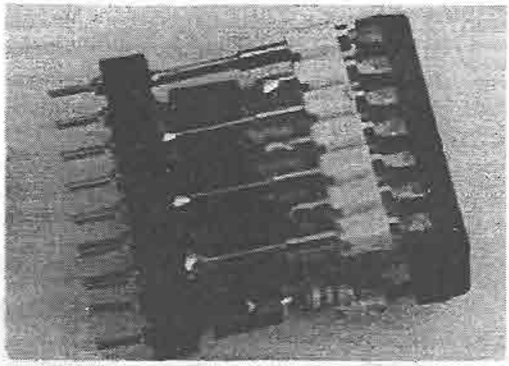
237 Sursă de alimentare reglabilă liniar

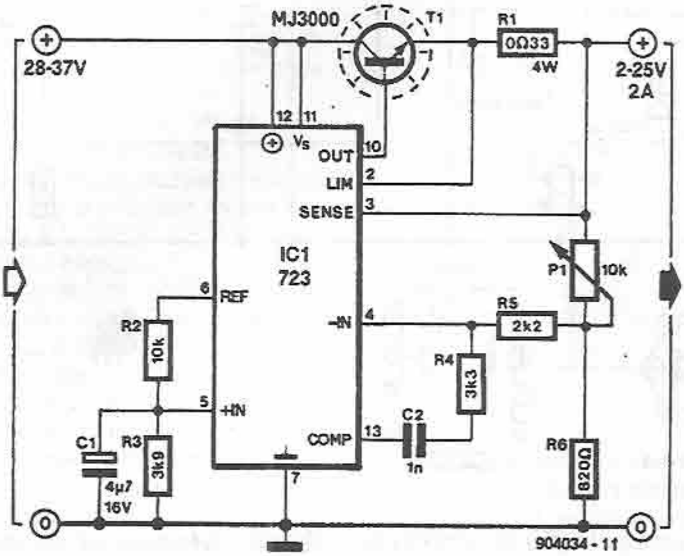
La majoritatea surselor de alimentare reglabile, corelarea dintre poziția cursorului potențiometrului de reglaj și tensiunea de ieșire este neliniară. Aceasta are drept consecință faptul că tensiunea de ieșire trebuie să fie măsurată sau indicată pe un instrument de măsură propriu. În cazul în care această relație ar fi fost liniară, era suficientă o singură scală, gradată liniar, atașată potențiometrului.

Singura diferență dintre sursa de alimentare prezentată aici și una clasică este aceea că terminalul cursorului și cel „de masă" ale potențiometrului relevant sunt legate împreună. Acest simplu fapt permite îmbunătățirea unora dintre circuitele echivalente. Folosirea unui potențiometru liniar este, evident, necesară.

Câțiva dintre parametrii montajului: tensiune de intrare: 28 ÷ 37 V; tensiune de ieșire: reglabilă

între 2 V și 25 V; curent maxim de ieșire: 2 A. De remarcat că disipația lui MJ300Q poate crește până la 50 W; în acest caz, este necesară montarea lui pe un radiator termic de 1,5 K/W.



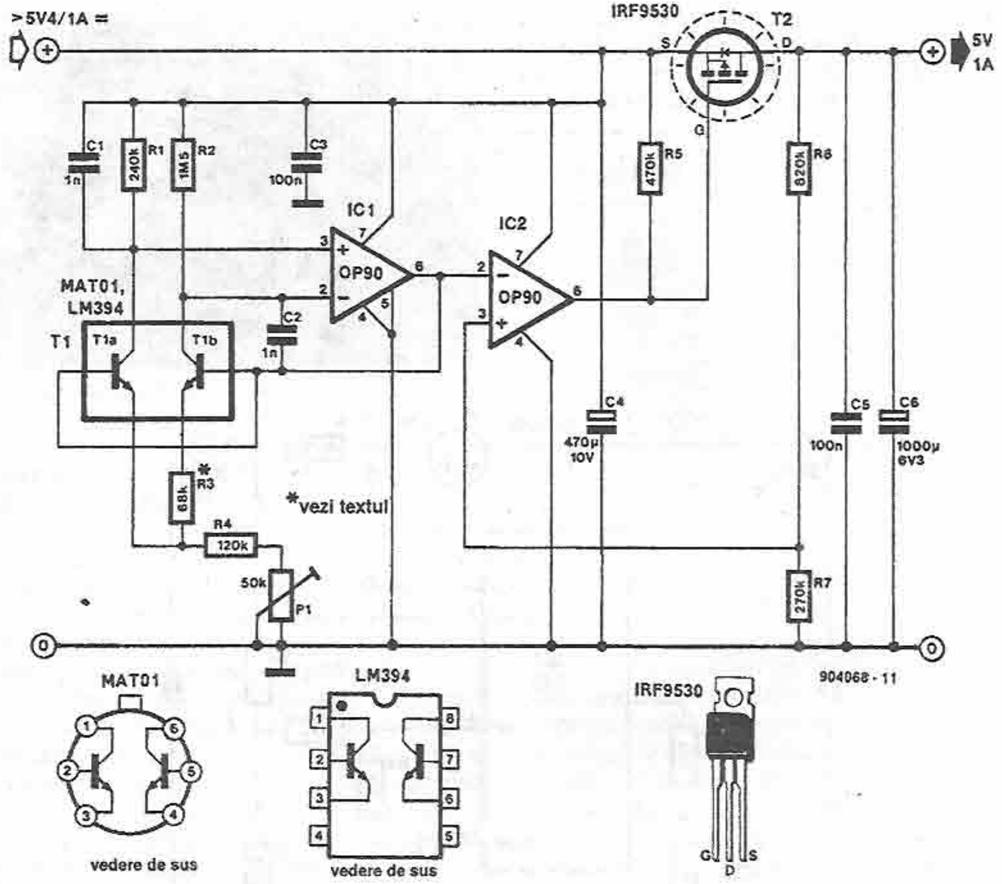


238 *Stabilizator de tensiune cu pierderi minime*

Stabilizatorul de tensiune din aparatura portabilă alimentată de la baterii trebuie să aibă disipație minimă, bună stabilitate cu temperatura și să poată furniza curentul adecvat. Regulatorul serie MOSFET IRF9530, produs de Precision Monolithics Inc. (PMI), îndeplinește toate aceste condiții. Unul dintre cele mai importante atribute ale sale este valoarea mică necesară pentru curentul de comandă: cele două amplificatoare operaționale, de tipul OP90, care îl comandă și, totodată, generează tensiunea de referință, au un curent de numai 20 µA.

Circuitul integrat IC2 compară o fracțiune a tensiunii de ieșire existente pe divizorul R6-R7, cu tensiunea de referință furnizată de IC1. Ieșirea sa face reglajul tensiunii de poartă a lui IRF9530 în așa fel încât să asigure o tensiune de drenă de 5 V, constantă. R5 este o rezistență de pull-up. La curenți de ieșire între 0 A și 1 A, tensiunea de poartă este cuprinsă între 3,75 V și, respectiv, 1,9 V.

Tranzistorul T1 și integratul IC1 formează o tensiune de referință cu bandă interzisă. Datorită marii sale stabilități și a curentului absorbit de valoare mică (circa 5 µA), acest tip de referință este extrem de potrivit în această aplicație.



Dată fiind prezența lui R3 în circuitul de emitor al lui T1b, prin acest tranzistor trece un curent mai mic decât prin T1a. Din acest motiv, tensiunea bază-emitor a lui T1b va fi ceva mai mică decât cea corespunzătoare lui T1a. În afară de aceasta, tensiunile de colector ale celor două tranzistoare sunt practic egale, atâta vreme cât valoarea lui R2 este mult mai mare decât cea a lui R1. Aceste tensiuni de colector sunt aplicate la cele două intrări ale lui IC1 și diferența lor (amplificată) este adusă ca reacție pe baze.

Raportul R1:R2:R3 a fost ales astfel încât să asigure o bună compensare a coeficientului de temperatură al tranzistoarelor.

Punctul optim de funcționare a circuitului coincide cu o tensiune de referință de 1,23 V.

În principiu, montajul a fost proiectat cu T1 de tipul MAT01, dar va lucra satisfăcător cu majoritatea tipurilor de tranzistoare duale. De remarcat, însă, că unele dintre acestea s-au dovedit a fi foarte sensibile la toleranțe. În câteva cazuri, acest fapt a împiedicat stabilizarea montajului într-un punct de funcționare fix, ceea ce a dus la o blocare a ieșirii în starea H sau L.

Pentru a asigura o tensiune de ieșire bine definită la conectarea alimentării, reglajul de offset (pinul 5) al lui IC1 este conectat la masă. Acest lucru are ca rezultat faptul că ieșirea lui IC1 se află întotdeauna în starea logică H la conectarea alimentării.

Când se utilizează alt tip de tranzistor dual decât MAT01, este recomandabil să adaptăm valorile lui R3 și R4 deconectând pinul 6 al lui IC1 de la bazele tranzistoarelor. După aceea, se aplică o tensiune de 1,23 V (prin intermediul unui divizor de tensiune) pe baze și se modifică valorile lui R3 și R4 (dacă este necesar) până când IC1 nu mai basculează. În sfârșit, se verifică stabilitatea termică, folosind o sursă de căldură.

IRF9530 va avea nevoie de radiator termic

numai dacă tensiunea de alimentare depăşeşte 6,25 V.

Montajul este conceput pentru a lucra cu tensiuni de intrare provenite de la baterii tip NiCd sau de la acumulatoare cu acid şi plăci de plumb, de capacitate mică, deoarece aceste tipuri de baterii au „prin definiţie" o tensiune stabilă. Rezultă deci că circuitul nu conţine deloc componente de suprimare a ondulaţiilor. Mai mult decât atât, chiar variaţiile mari de curent sunt compensate uşor. Aceste mici inconveniente pot fi evitate dacă se utilizează o referinţă standard, şi un amplificator operaţional mai rapid pentru IC2. Chiar şi în aceste condiţii, consecinţa va fi o creştere a curentului, care, pentru valorile componentelor indicate în figură, este de numai 45 μA.

239 *Extensie pentru sursă de alimentare*

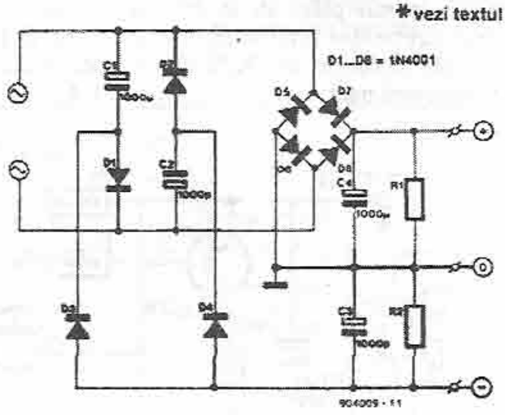
Adeseori, se întâmplă ca un circuit, alimentat de la o singură sursă de tensiune, să trebuiască a fi extins şi, astfel, să aibă nevoie de o a doua sursă de tensiune, de polaritate opusă celei deja existente.

Este exact cerinţa pe care o îndeplineşte montajul prezentat în cele ce urmează.

În mod normal, o tensiune auxiliară negativă s-ar putea obţine printr-o redresare monoalternanţă realizată de C1, D3 şi C3, însă este preferabilă redresarea bialternanţă, pentru a se obţine un curent mai mare şi o ondulaţie mai redusă, toate acestea îndeplinindu-se prin adăugarea lui C2, D2 şi D4.

În schema dată, puntea redresoare D5 ÷ D8 şi condensatorul de filtraj C4 furnizează tensiunea de alimentare pozitivă, iniţială. Componentele adăugate suplimentar livrează o tensiune negativă, practic la acelaşi nivel ca şi alimentarea pozitivă, dar care este în funcţie de dimensionarea lui C1 şi C2 şi de curentul necesar. Pentru valorile indicate în schemă, alimentarea negativă poate furniza un maximum de circa 200 mA.

De observat că, la acest tip de circuit, curentul obţinut de la alimentarea pozitivă trebuie să fie menţinut, întotdeauna, mai mare decât cel de la alimentarea negativă. Dacă sursa pozitivă nu are sarcina conectată, atunci cea negativă nu poate



furniza nici un curent! Trebuie remarcat, de asemenea, că, în schema prezentată în figură, R1 şi R2 reprezintă sarcinile respective, şi nu, efectiv, rezistenţe.

Dacă de la sursa negativă este necesar să obţinem un curent mai mare decât de la cea pozitivă, circuitul va trebui să fie inversat. În acest caz, puntea redresoare ar trebui să livreze tensiunea negativă, iar componentele adăugate – pe cea pozitivă. De asemenea, toate diodele şi condensatoarele vor trebui inversate (ca polaritate).

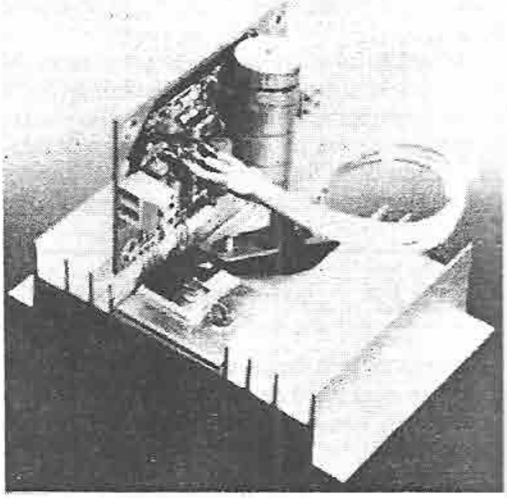
240 *Sursă de alimentare de 5 V şi 3 A*

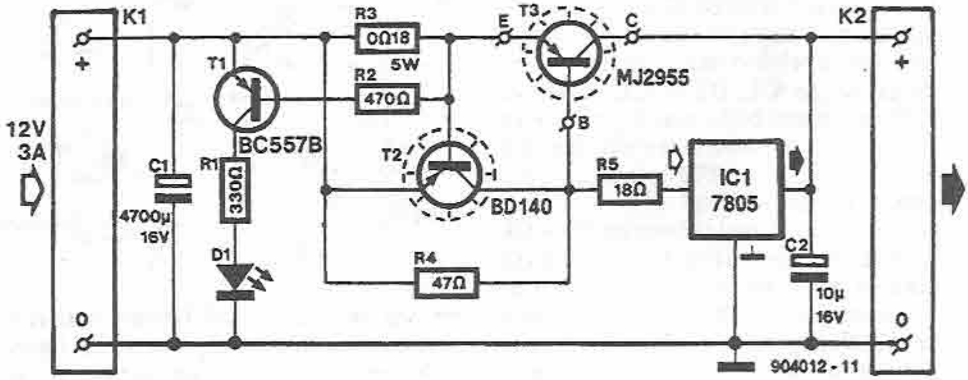
Stabilizatorul de tensiune standard de tip 7805 este ieftin şi uşor de procurat, însă curentul său maxim, de 1 A, se poate dovedi a fi uneori un mare handicap. El poate fi, totuşi, mărit prin adăugarea unui tranzistor de putere (T3, în schema alăturată), montat pe radiator termic. Când curentul ce se stabileşte prin montaj are valoare mică, „7805" îşi menţine funcţionarea normală. În cazul în care curentul creşte la aproximativ 15 mA, însă, tensiunea ce cade pe R4 devine suficient de mare pentru a putea deschide tranzistorul T3. Acesta este protejat împotriva scurtcircuitelor de tranzistorul T2. Când curentul prin MJ2955 creşte peste 3 A,

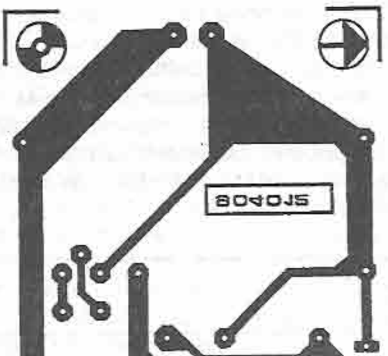
tensiunea care cade pe R3 este suficient de mare pentru a-l deschide pe T2. Astfel, se limitează tensiunea bază-emitor a lui T3, așa încât curentul de ieșire să nu poată crește mai mult.

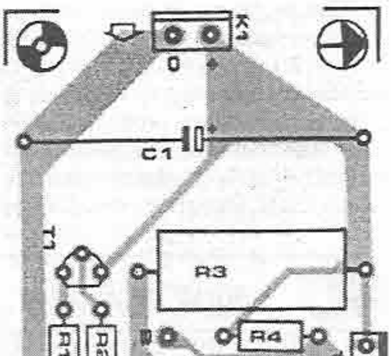
În paralel cu T2 este montat un tranzistor, T1, care comandă aprinderea unui LED, imediat ce apare limitarea de curent. Rezistența R5 a fost prevăzută în schemă pentru a limita curentul prin stabilizator de îndată ce intră în funcțiune limitarea de curent, caz în care R4 este scurtcircuitată de T2: în absența lui R5, tot curentul ar trece prin „7805".

Firește, pentru această mărire a curentului de ieșire, trebuie plătit un anumit preț: tensiunea de intrare trebuie să fie de 10 V, pentru a se obține la ieșire un curent de 3 A, în loc de aceea de 8,5 V, necesară pentru curenți de până la 1 A.









Limitarea de curent se face într-un mod relativ gradat: când ieșirea este scurtcircuitată, poate apărea, pentru scurt timp, un curent de până la 6 A. Evident, nu este permis ca această situație să dureze prea mult.

La realizarea practică a montajului, nu uitați să izolați bine, din punct de vedere electric, tranzistoarele T2 și T3, față de radiatorul termic. Integratul „7805", practic, nu ar avea nevoie de radiator, însă nu dăunează cu nimic dacă, totuși, îl montați și pe el pe radiator. Dacă respectați amplasarea din fotografie, nu veți mai avea de întâmpinat nici un fel de problemă în cazul celorlalte elemente ale montajului.

Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 220 Ω
R2 = 470 Ω
R3 = 0,18 Ω / 5 W
R4 = 47 Ω
R5 = 18 Ω

Condensatoare:
C1 = 4700 μF / 16 V
C2 = 10 μF / 16 V

Semiconductoare:
D1 = LED roșu
T1 = BC557B
T2 = BD140
T3 = MJ2955
IC1 = 7805

Diverse:
K1, K2 = conector cu 2 borne, pentru montare pe cablaj
Radiator termic 2 ÷ 3 K/W

241 *Sursă de tensiune reglabilă de la 0 V*

Caracteristica specială a acestui stabilizator este aceea că tensiunea de ieșire poate fi reglată, la limita inferioară, până la 0 V. Stabilizarea este realizată de circuitul integrat LM317. Așa cum este normal în cazul surselor de alimentare ce pot fi reglate până la 0 V, acest integrat este folosit împreună cu o diodă zener. Această diodă furnizează tensiunea de referință, care este egală, dar de semn opus, cu tensiunea de referință U_r a stabilizatorului, așa cum se vede și din fig. 1. Divizorul de tensiune R1-R2 permite reglajul tensiunii de ieșire.

În schema următoare, tensiunea de referință negativă este preluată într-un mod diferit: de la stabilizator, prin intermediul unui amplificator operațional, așa cum se observă din fig. 2. Amplificatorul operațional este conectat ca un amplificator diferențial care măsoară căderea de tensiune pe R1 și o inversează la $-U_r$. Un avantaj suplimentar al acestei metode este acela că, la tensiuni joase de ieșire, o variație a tensiunii de referință are un efect mai mic asupra tensiunii de ieșire decât în cazul schemei prezentate în fig. 1. Prototipul, care a fost construit conform schemei din fig. 3, a dat rezultate mulțumitoare.

Amplificatorul operațional nu trebuie să îndeplinească nici o cerință specială: μA741 va funcționa foarte bine, deși un LF356 va avea performanțe ceva mai bune.

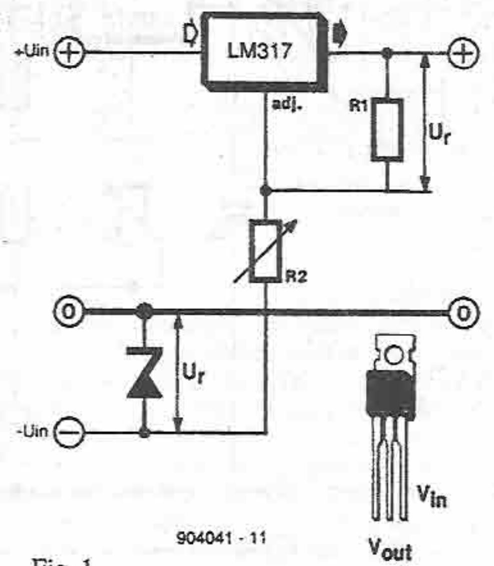


Fig. 1.

Alimentarea negativă necesară pentru amplificatorul operațional poate fi obținută cu ajutorul unui transformator de rețea simetric.

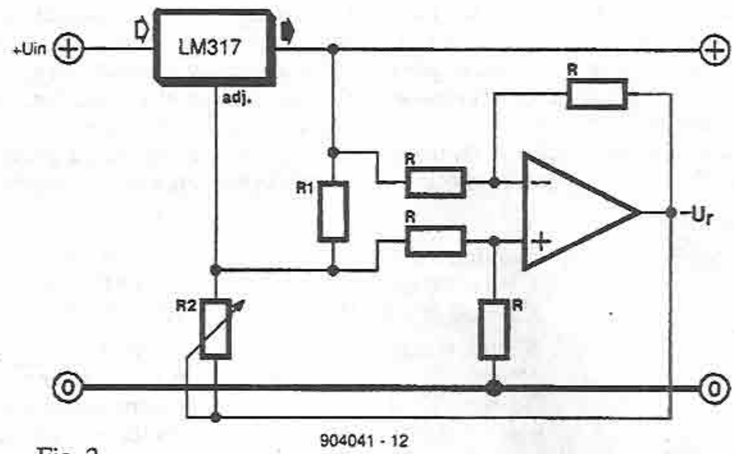


Fig. 2.

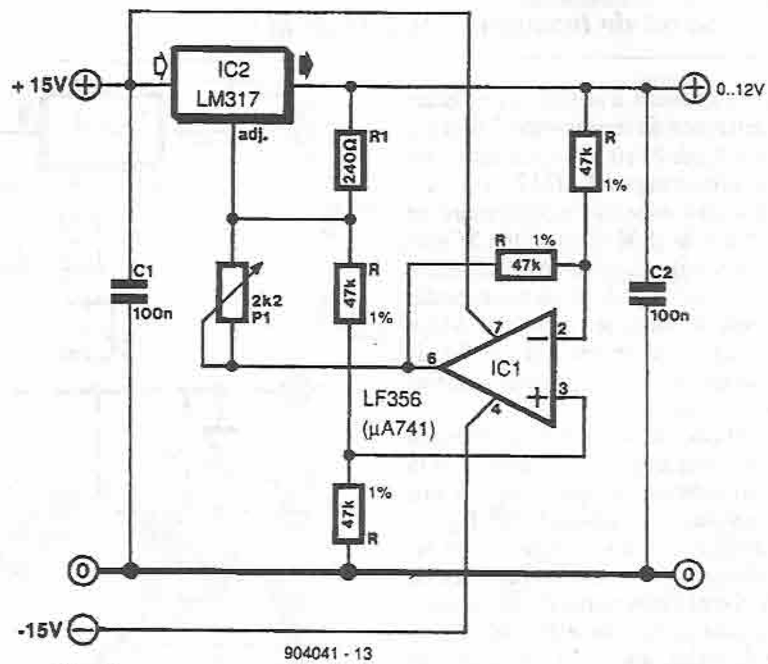
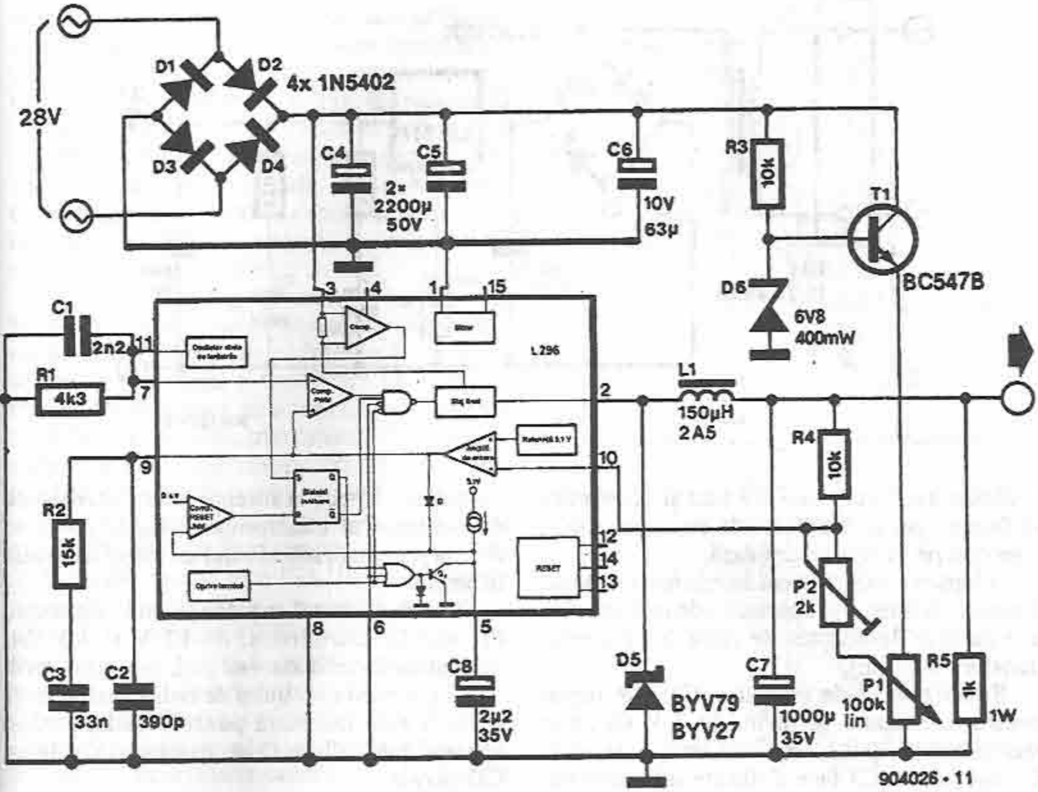


Fig. 3.

242 *Sursă de alimentare până la 0 V*

Majoritatea surselor de alimentare, și în special cele care lucrează în comutație, nu sunt concepute astfel încât să furnizeze tensiuni de ieșire mai mici de 1-2 V. Totuși, adeseori, în special în activitatea de experimentare, este necesară o tensiune de ieșire care, pornind de la 0 V, să poată fi mărită treptat.

Montajul pe care vi-l prezentăm aici poate fi folosit cu aproape orice sursă de alimentare. Utilizarea unei tensiuni auxiliare, furnizate de T1-R3-D6, face ca sursa să se comporte ca și cum tensiunea sa de ieșire ar fi egală cu tensiunea



de referință internă de 1,5 V, când, de fapt, ea este mai mică.

În cazul în care cursorul lui P1 este la potențialul masei, montajul nu reprezintă altceva decât o banală sursă de alimentare a cărei ieșire poate fi variată, cu ajutorul lui P2, la valori cuprinse între 5,1 V și 30 V. În condițiile date aici, P2 este reglat definitiv, pentru a se obține 30 V la ieșire: după aceea, tensiunea de ieșire va fi modificată cu P1.

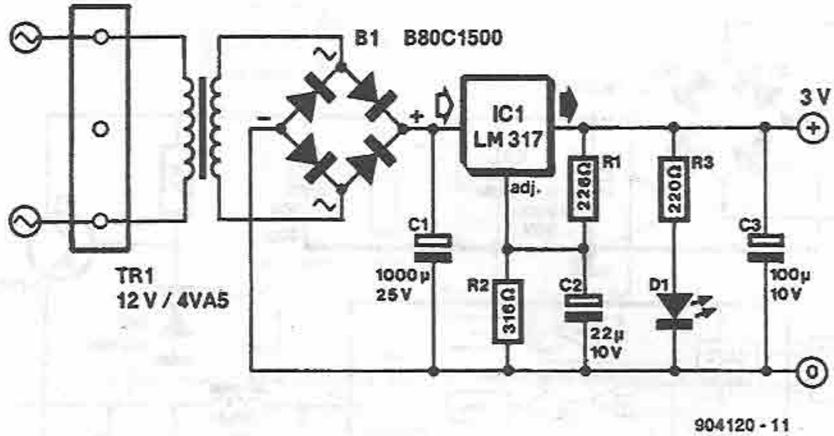
Când cursorul lui P1 este la potențialul masei, tensiunea de ieșire are valoarea de 30 V. „Deschiderea" potențiometrului determină mărirea treptată a tensiunii dintre cursor și masă, care este preluată de la sursa auxiliară construită cu T1. Privind dinspre stabilizator, pare deci că tensiunea de ieșire crește, ceea ce, bineînțeles, nu este adevărat. În acest fel, pe măsură ce P1 este deschis, tensiunea de ieșire scade din ce în ce mai mult.

La prototipul construit de noi, o tensiune auxiliară de 6 V a fost prea scăzută ca să poată reduce la zero tensiunea de ieșire. Mai potrivită s-a dovedit a fi o diodă zener de 8,2 V.

Stabilizatorul L296 poate furniza un curent de maximum 2 A. S-ar putea folosi și un L4960, dar, în acest caz, curentul maxim va fi ceva mai scăzut.

243 *Adaptor de rețea, de 3 V, pentru radiouri portabile*

Cele mai multe dintre micile radiouri portabile necesită o alimentare de 3 V, furnizată, în mod obișnuit, de două baterii de mărimea AA sau AAA. Deoarece, la aceste aparate de radio, se pot folosi și baterii reîncărcabile, multe dintre ele au prevăzută și câte o mufă specială pentru încărcător. Dacă aceste tipuri de radiouri sunt folosite în condiții staționare, de exemplu, în



bucătărie sau birou, este util (dar și economic) să facem apel la adaptorul de rețea pe care îl vom descrie în cele ce urmează.

Adaptorul este suficient de mic încât să poată fi montat în interiorul aparatului de radio sau într-o carcasă de adaptor de rețea (cu excepția transformatorului).

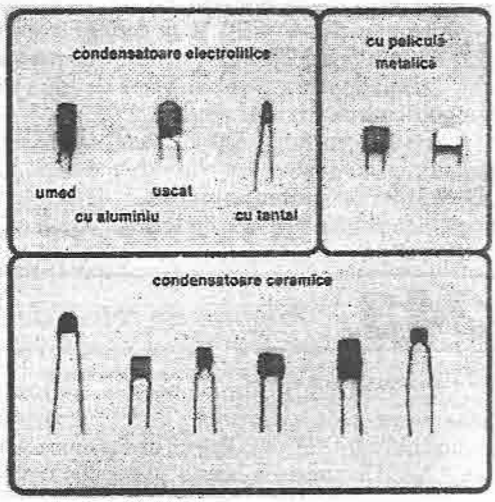
Stabilizatorul de tensiune IC1 este reglat pentru o tensiune de ieșire de 3 V de către rezistențele R1 și R2, care sunt decuplate de C2. Condensatorul C3 face o filtrare suplimentară. Dioda D1 are rolul de a indica dacă montajul a fost conectat la tensiunea de rețea. Tot ea are și rolul de sarcină necesară stabilizatorului pentru a funcționa corect; în absența acesteia, tensiunea din secundarul transformatorului ar putea să devină prea mare atunci când montajul nu se află în sarcină.

Transformatorul ar putea fi unul miniatural, protejat la scurtcircuit, de 12 V și 4,5 VA. Tensiunea din secundar este puțin mai mare decât aceea necesară aparatului de radio, însă această rezervă este necesară pentru cazurile când aparatul este utilizat la un casetofon sau la un CD-player.

Este recomandabil să se facă o verificare a tensiunii de ieșire a montajului, la prima utilizare, înainte de a-l conecta la radio sau casetofon.

244 *Decuplarea capacitivă a traseelor de alimentare*

Decuplarea adecvată a liniilor de alimentare reprezintă o necesitate frecvent subestimată, în cazul majorității circuitelor. Se întâmplă mult prea adesea, în special la proiectarea circuitelor de cablaj imprimat, ca, în ultima clipă, să se constate că nu s-a lăsat deloc, ori s-a lăsat prea puțin spațiu pentru condensatoarele de decuplare, cu toate că oricum, în mod normal, acestea sunt destul de mici. Evident, nu este deloc surprinzător faptul că astfel de neglijențe conduc frecvent la apariția unor oscilații spontane, în cazul circuitelor analogice, și la funcționarea nesigură a celor digitale. Îndeosebi circuitele digitale secvențiale, precum divizoarele, numărătoarele și bistabilele, sunt predispuse la astfel de probleme, ale căror cauze, de obicei, sunt foarte greu de depistat. Bornele (liniile) de

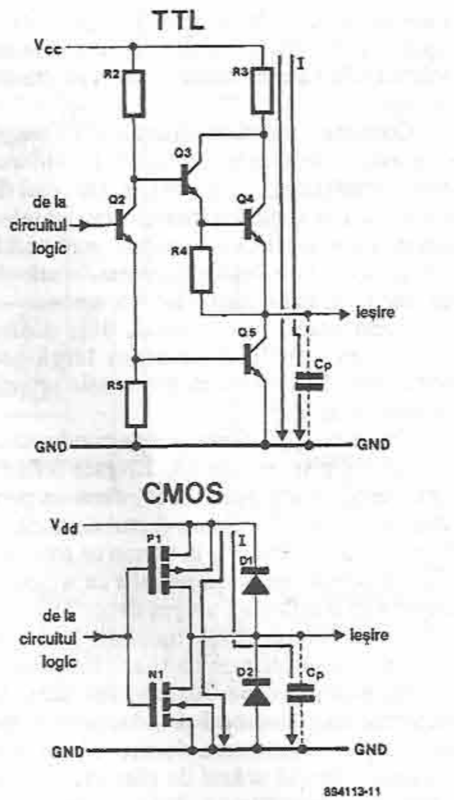


alimentare trebuie să fie decuplate printr-un condensator amplasat în imediata apropiere a pinilor respectivi ai circuitului integrat, deoarece această linie prezintă o anumită inductanță. Variațiile de curent prin această inductanță determină o cădere de tensiune care se manifestă sub forma unui impuls scurt (spike). Condensatorul are rolul de a constitui un tampon (adică, de a reduce la minimum influența) în cazul variațiilor de curent.

Curenții tranzitorii se formează, de exemplu, în timpul comutării circuitelor logice, atunci când capacitățile parazite de tot felul se încarcă sau se descarcă, urmare a modificării nivelului de intrare. De asemenea, exact în clipa când are loc modificarea de nivel, tranzistorul din etajul de ieșire care comută la masă și cel care comută la tensiunea pozitivă conduc simultan. Aceasta înseamnă că, pentru un timp foarte scurt, sursa este scurtcircuitată. Rezistențele cu valoarea de 50 Ω din circuitele logice TTL limitează curentul de scurtcircuit ce apare, dar circuitele integrate CMOS din seriile 4000 și HC(T) nu sunt prevăzute cu o astfel de protecție. Acesta este motivul pentru care circuitele CMOS trebuie să fie decuplate chiar mai eficient decât TTL-urile. De remarcat că, în ceea ce privește curentul staționar, care, în multe cazuri, este mai mare la circuitele TTL decât la cele CMOS, nu are nici o implicare asupra gradului de decuplare necesar.

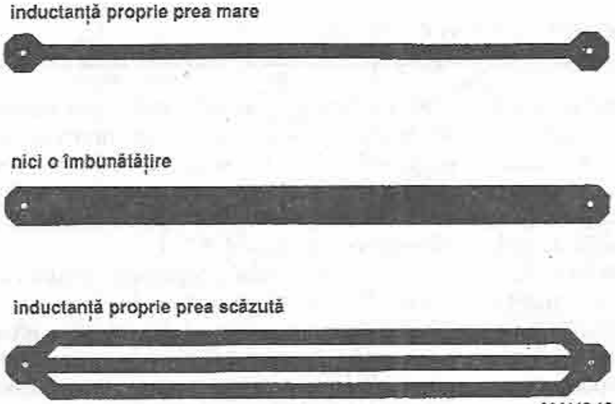
Condensatoarele de decuplare, cu terminalele tăiate cât mai scurt posibil, trebuie să fie conectate direct la pinii de alimentare ai respectivului circuit integrat.

Eficacitatea unor tipuri standard de condensatoare va fi detaliată în cele ce urmează.

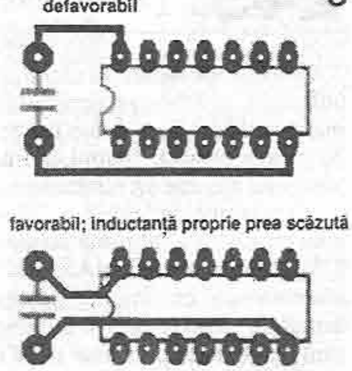


Condensatorul electrolitic umed, cu aluminiu, are o inductanță proprie destul de mare, datorată construcției sale (foiță metalică rulată). În ciuda acestui fapt, el acționează foarte bine ca element de decuplare. Dimensionarea sa nu contează prea mult: sunt acceptabile toate

2



3



valorile cuprinse între 1 μF și 10 μF. Dezavantajele constau într-o durată de funcționare relativ scăzută și în valorile destul de mari ale curenților de fugă.

Condensatorul electrolitic uscat, cu aluminiu, este asemănător celui cu tantal. Fiabilitatea sa este considerabil mai mare decât a celui de tip umed. Ca și condensatoarele cu tantal, cele electrolitice uscate, cu aluminiu, sunt excelente pentru decuplare, însă, și de această dată – la fel ca cele de tantal – sunt relativ scumpe.

Condensatorul cu tantal, deși destul de scump, este utilizat pe scară largă pentru decuplare, datorită excelentelor sale proprietăți în acest sens.

Condensatorul ceramic este condensator de decuplare prin excelență. El este ieftin, are proprietăți foarte bune în ÎF, ceea ce permite utilizarea celor de valoare destul de mică (de la 22 nF până la 100 nF), în vreme ce toleranța sa mare și comportamentul neliniar cu temperatura nu au nici o influență asupra decuplării.

Condensatorul cu film metalizat (MKT, MKS etc.) este, probabil, prea bun ca să fie folosit doar pentru decuplări. Se poate spune acest lucru deoarece condensatorul și inductanța proprie a liniilor de alimentare formează un circuit oscilant. Nivelul scăzut de pierderi al condensatoarelor metalizate duce la amortizarea insuficientă a oscilațiilor ocazionale. Este interesant de remarcat că nivelul de pierderi al condensatoarelor ceramice, deși mult mai mare, este, din acest punct de vedere, un avantaj cert.

Vă prezentăm în continuare câteva repere importante pentru realizarea unei decuplări eficiente.

Fiecare placă de cablaj imprimat trebuie să fie prevăzută cu propriul său condensator electrolitic tampon cu valoarea cuprinsă între 47 μF și 100 μF.

La stabilizatoarele de tensiune, atât intrarea cât și ieșirea trebuie să fie decuplate prin câte un condensator de cel puțin 100 nF (la stabilizatoarele de tensiune pozitivă) sau 220 nF (la stabilizatoarele de tensiune negativă).

Porțile logice simple trebuie să fie decuplate prin câte un condensator mai mare de 22 nF la patru circuite integrate, dacă acestea sunt apropiate între ele. Integratele mai complexe, cum ar fi bistabilele, au nevoie de câte un condensator pentru fiecare două circuite integrate, în timp ce numărătoarele și divizoarele vor avea câte un condensator de decuplare la fiecare circuit integrat. Circuitele integrate individuale trebuie să aibă fiecare câte un condensator de decuplare separat.

În plus față de utilizarea condensatoarelor de decuplare, inductanța proprie a liniilor de alimentare mai poate fi redusă și prin folosirea a două sau trei linii (trasee) în paralel, așa cum se vede în fig. 2. În urma unor cercetări, a rezultat că simpla mărire a diametrelor traseelor duce la micșorarea rezistenței, dar nu și a inductanței proprii.

Un alt aspect important este acela că inductanța traseelor este direct proporțională cu suprafața inclusă între ele. Rezultă, deci, că este mai avantajos ca ele să fie amplasate apropiate, și nu îndepărtate – vezi fig. 3.

În circuitele hibride, partea analogică trebuie separată de cea digitală (numerică) printr-un șoc legat în serie cu traseul său de alimentare, dar numai dacă partea liniară a circuitului nu suferă variații de curent regulate, caz în care lucrurile mai mult s-ar înrăutăți, în loc să se îmbunătățească.

245 Stabilizator de tensiune în comutație

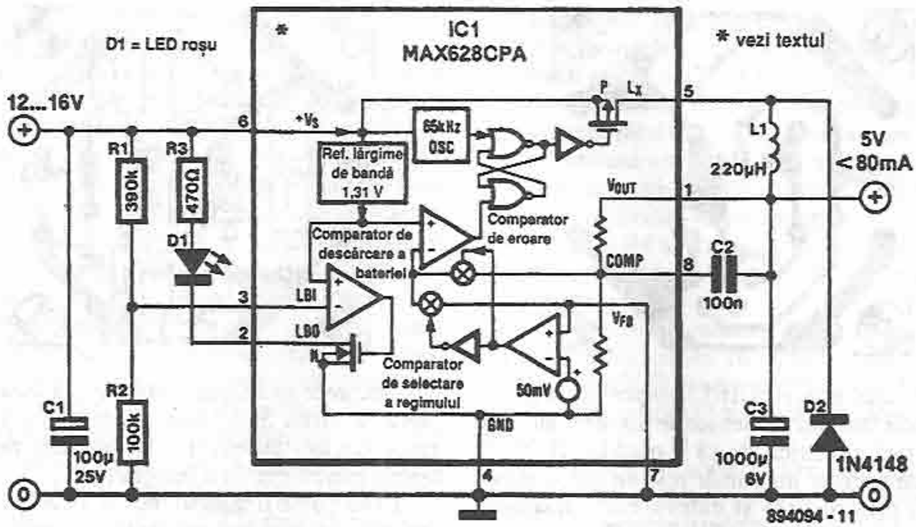
Sursele de alimentare în comutație oferă utilizatorului avantajul unui randament mult mai mare decât cel care poate fi obținut cu o sursă de putere clasică. Stabilizatorul în comutație prezentat aici are un randament de circa 85%.

O tensiune de intrare de 12 ÷ 16 V c.c. este convertită într-o tensiune continuă având exact 5 V. Utilizarea unui MAX638CPA permite ca proiectarea și construirea stabilizatorului să fie destul de simple: pentru a completa montajul, sunt necesare în plus doar nouă componente.

Rezistențele R1 și R2 sunt folosite pentru a indica momentul în care tensiunea bateriei a devenit prea mică: îndată ce tensiunea la pinul 3 scade sub 1,3 V, D1 se aprinde. Pentru dimensionarea divizorului de tensiune dată în figură, aceasta corespunde unei scăderi a tensiunii de alimentare sub circa 6,5 V.

Ieșirea circuitului integrat este șuntată de un simplu filtru LC format din L1, C3 și D2.

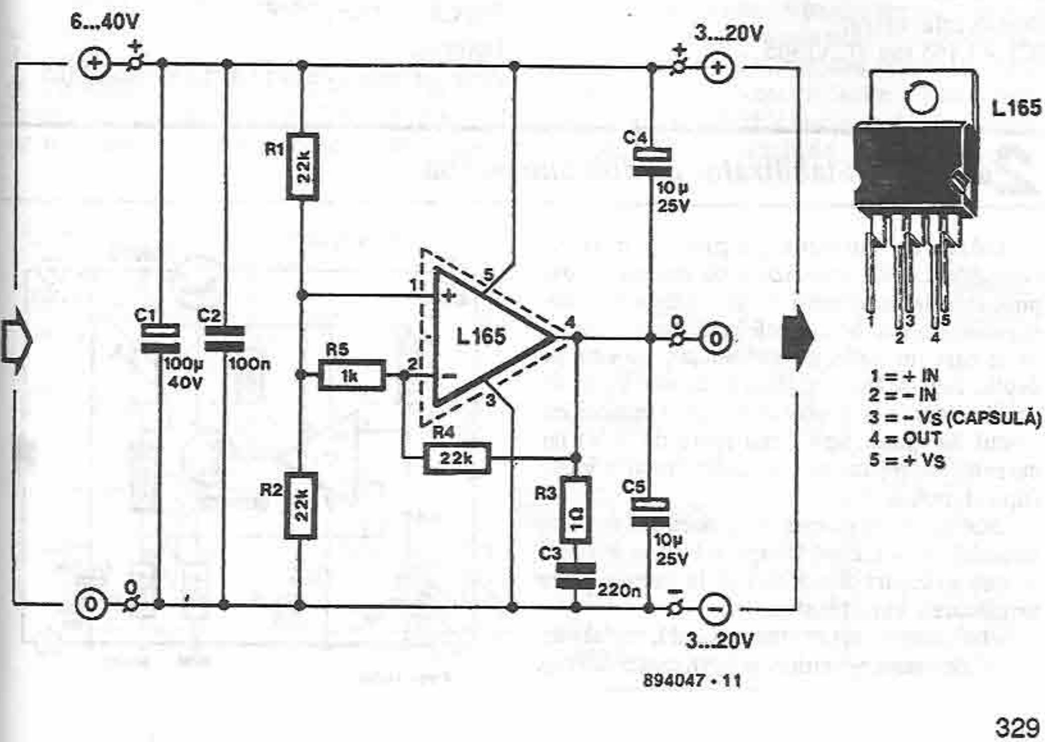
Oscilatorul intern al circuitului integrat generează o frecvență de tact de circa 65 kHz și comandă ieșirea tranzistorului prin intermediul a două porți NOR. Detectorul de eroare intern,

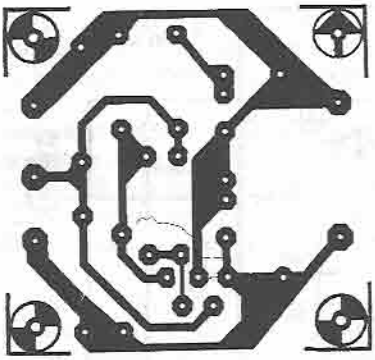


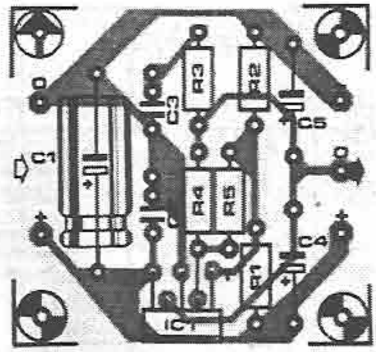
indicatorul de „baterie descărcată“ sau comparatorul de tensiune pot bloca frecvența de tact, ceea ce duce la blocarea tranzistorului.

Integratul compară tensiunea de ieșire, de 5 V, cu o referință internă (FET). În funcție de sarcină, tranzistorul FET se va deschide pentru un timp mai lung sau mai scurt. Curentul maxim prin FET este de 375 mA, corespunzând unui curent maxim la ieșire de 80 mA.

246 *Sursă de alimentare simetrică*







Circuitul integrat L165 face posibilă convertirea unei tensiuni asimetrice de 6 ÷ 40 V într-una stabilizată, simetrică, de ±3 V până la ±20 V.

Este necesar un număr mic de alte componente, printre care și câteva condensatoare electrolitice, pentru filtrare. De preferat, condensatoarele C1 și C2 se vor monta cât mai aproape posibil de circuitul integrat, iar C4 și C5 vor fi lipite la bornele de ieșire.

Deoarece montajul poate furniza curenți de până la circa 3 A, este esențial un cablaj corespunzător puterii și existența unui radiator termic pentru circuitul integrat.

L165 poate fi înlocuit cu un TCA1365, dar acesta nu va avea loc suficient pe placa de cablaj prezentată. În caz că, totuși, se utilizează acest ultim tip, pinii săi 3 și 4 trebuie să fie conectați împreună, iar între pinii 5 și 6 se va monta un condensator de 220 pF.

Listă de componente

Rezistențe:
R1, R2, R4 = 22 kΩ
R3 = 1 Ω
R5 = 1 kΩ

Semiconductoare:
IC1 = L165 sau TCA1365

Condensatoare:
C1 = 100 µF / 40 V
C2 = 100 nF
C3 = 220 nF
C4, C5 = 10 µF / 25 V

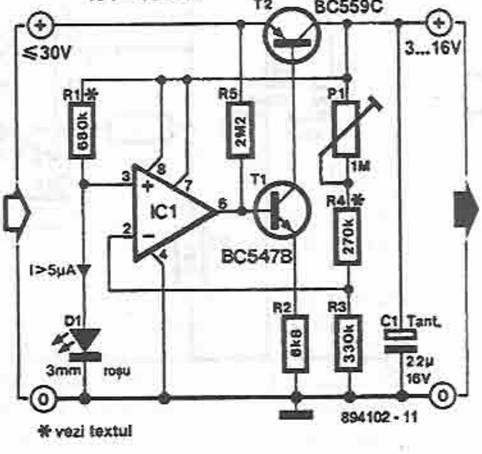
Diverse:
Radiator termic pentru L165 sau TCA 1365

247 *Stabilizator cu disipație redusă*

Odată cu lansarea pe piață a binecunoscutului, astăzi, stabilizator de tensiune cu trei pini, sursele de alimentare au câștigat încrederea utilizatorilor. Mai există, însă, anumite situații în care un astfel de stabilizator nu este pe deplin satisfăcător. În plus, la aceste tipuri de stabilizatoare este nevoie de o cădere de tensiune destul de mare (tipic, mai mare de 3 V) iar curentul de repaus are o valoare relativ înaltă (tipic, 6 mA la 78xx).

Stabilizatorul pe care vi-l prezentăm aici este deosebit de atractiv, în special când e vorba despre aparatură alimentată de la baterie, și are următoarele caracteristici:

– tensiune de ieșire foarte stabilă, reglabilă;
– cădere mică de tensiune (câteva zecimi de volt);



– curent de repaus de valoare foarte mică (20 ÷ 30 µA).

În principiu, regulatorul are parametrii celor din seriile obişnuite. Tensiunea de referinţă este obţinută de la un LED roşu care trebuie să conducă un curent de, nici mai mult, nici mai puţin de 5 µA. Chiar şi la acest curent mic, căderea de tensiune pe LED este destul de stabilă. Tocmai pentru a îmbunătăţi această stabilitate, curentul este preluat de la ieşirea stabilizată, prin intermediul lui R1.

Stabilizarea este realizată de un amplificator operaţional CMOS, de tipul TLC271. Acest amplificator lucrează în modul cu polarizare scăzută (ceea ce asigură un consum de curent foarte redus), prin conectarea pinului 8 la borna de ieşire pozitivă. Ieşirea amplificatorului operaţional este utilizată pentru a comanda în bază stabilizatorul serie T2, prin intermediul sursei de curent T1. Această configuraţie permite o bună comandă numai pentru excursie redusă a tensiunii de la ieşirea amplificatorului operaţional. Situaţia se prezintă astfel deoarece panta slew-rate a amplificatorului operaţional, când acesta lucrează în modul cu polarizare scăzută, este foarte defavorabilă. Alimentarea amplificatorului operaţional se face tot de la ieşirea stabilizatorului. În acest caz, condensatorul C1 îndeplineşte rolul de element de decuplare pentru amplificatorul operaţional. Pentru a obţine o comandă corectă, s-a apelat la folosirea lui R5, un fel de rezistenţă de bootstrap.

Cu R1 şi R4 având valorile date în schemă, variaţia tensiunii de ieşire va fi cuprinsă între 3 ÷ 8 V.

Pentru a obţine tensiuni de ieşire mai mari, de până la maximum 16 V, se va mări R4 cu câte 200 kΩ / V. Şi valoarea rezistenţei R1 trebuie mărită, atâta vreme cât curentul prin D1 nu scade sub 5 mA.

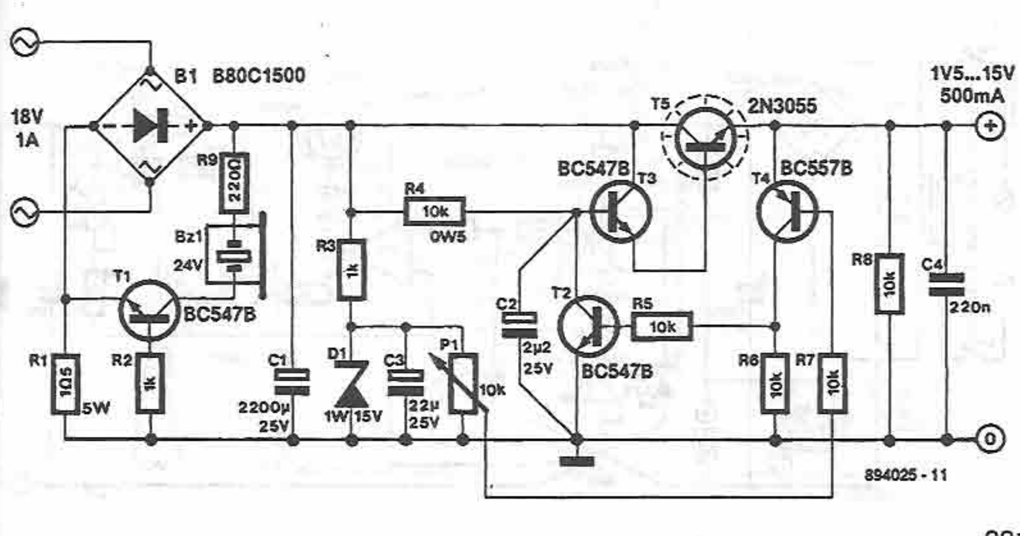
La montajul de acest tip, trebuie avută multă grijă pentru evitarea capacităţilor parazite rezultate din conexiunile prea lungi. Acestea ar putea cauza o deteriorare a stabilizării.

Curentul maxim de ieşire este dependent, în principal, de disipaţia admisibilă a lui T2 şi, ca urmare, într-o oarecare măsură, de diferenţa dintre tensiunea de intrare şi cea de ieşire.

248 *Variantă simplă de sursă de putere reglabilă*

Această sursă de alimentare, realizabilă la un preţ scăzut, are o tensiune de ieşire cuprinsă în domeniul 1,5 ÷ 15 V, la un curent maxim de 500 mA. Stabilizarea este mai bună de 2%, în cazul în care curenţii nu depăşesc 350 mA. Reglajul de tensiune se face cu ajutorul unui potenţiometru, iar prezenţa unei suprasarcini este anunţată de un indicator acustic de suprasarcină.

Tranzistorul T4 compară tensiunea de la cursorul lui P1 cu cea de ieşire. Când aceasta din urmă este cu 0,65 V mai mare decât tensiunea reglată, T2 se deschide, ceea ce duce la



suprimarea curentului din baza etajului de putere Darlington, T3-T5. În acest mod, tensiunea de ieșire a sursei este cu 0,65 V mai mare decât tensiunea de referință de pe baza lui T4, care provine de la o diodă zener de 15 V, D1.

Tensiunea de 18 V, la 1 A, de pe secundarul transformatorului de rețea extern este redresată de puntea B1 și filtrată de C1. Când curentul de ieșire depășește circa 500 mA, intră în funcțiune o alarmă acustică simplă (Bz1), de suprasarcină. De remarcat că nivelul exact la care se produce acționarea alarmei este în funcție de caracteristicile tehnice ale buzerului care trebuie să fie de 24 V, de tip auto-oscilant. În principiu, sursa de alimentare nu este protejată la scurtcircuit, chiar dacă utilizarea unui puternic radiator termic pentru T5 permite ca tranzistorul să mențină disipația maximă la circa 20 W, în cele câteva secunde ce se scurg până la întreruperea sursei.

Pentru a înlătura radiația, sursa trebuie montată într-o carcasă metalică. Interconectările trebuie menținute cât mai scurte posibil. C2 și C3 sunt condensatoare cu tantal.

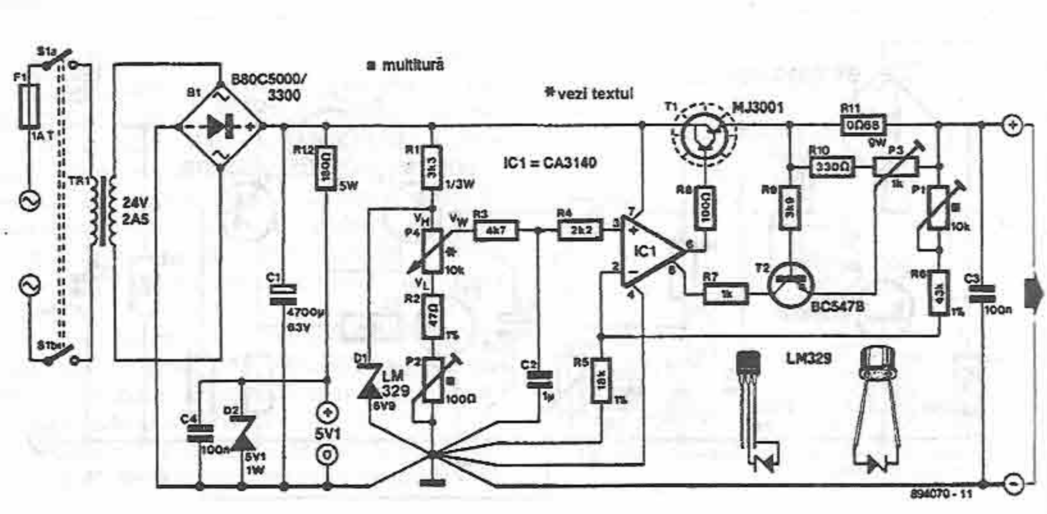
249 *Sursă de alimentare cu EEPOT*

Circuitul de comandă cu EEPOT este prin excelență adecvat pentru utilizarea într-o sursă reglabilă de putere. Avantajul rezultă din aceea că elementul de comandă EEPOT va fi montat acolo unde-i este locul: în montaj, și nu pe panoul frontal sau în alt loc îndepărtat. Această configurație reduce probabilitatea de apariție a brumului, zgomotului și a oricăror altor perturbații din rețeaua de alimentare.

Sursa de alimentare propriu-zisă este destul de simplu de construit. LM329 furnizează o tensiune de referință stabilă de 6,9 V. Aceasta este utilizată pentru reglarea tensiunii de ieșire prin intermediul divizorului de tensiune semireglabil P2-P4-R2 în care P4 reprezintă circuitul EEPOT.

Secțiunea de putere a montajului se bazează pe IC1 și T1, care, împreună, se comportă ca un amplificator operațional cu condiția să fie vorba despre tensiuni pozitive (cele negative nu intervin aici, firește). Această combinație de amplificator operațional cu P1, R5 și R6 constituie o configurație de amplificator neinversor, ceea ce înseamnă că tensiune de la bornele de ieșire este proporțională cu cea de la cursorul lui P4. Potențiometrul P1 are rolul de reglaj al tensiunii maxime de ieșire, iar P2 – al tensiunii minime de ieșire. Mai mult decât atât, în momentul conectării, tensiunea de ieșire va avea valoarea minimă, deoarece nu se folosește memoria internă a circuitului EEPOT.

Limitarea de curent se face pentru a proteja sursa de alimentare. În acest scop, R11 convertește curentul de ieșire într-o tensiune. Îndată ce această tensiune (prestabilită cu P3) este suficient de mare pentru a-l deschide pe T2, stabilizarea



în tensiune a circuitului este înlocuită de o stabilizare în curent, prin intermediul intrării STROBE a lui IC1. În funcţie de poziţiile elementelor de comandă, curentul maxim va fi cuprins între 0,8 A şi 3 A. Pentru a fi siguri că T1 nu va fi distrus la disipaţia maximă, curentul nu trebuie să depăşească 1,5 A atunci când bornele de ieşire sunt scurtcircuitate.

Alinierea circuitului nu este dificilă. Mai întâi, se fixează cursorul lui P4 în poziţia de rezistenţă maximă şi se aşteaptă cam un minut, pentru ca D1 şi IC1 să atingă temperatura normală de funcţionare. Apoi, se reglează P1 astfel încât să dea o tensiune de ieşire de 25 V. În afârşit, se fixează P4 pe rezistenţa minimă şi se reglează P2 astfel încât să avem 250 mV la ieşire.

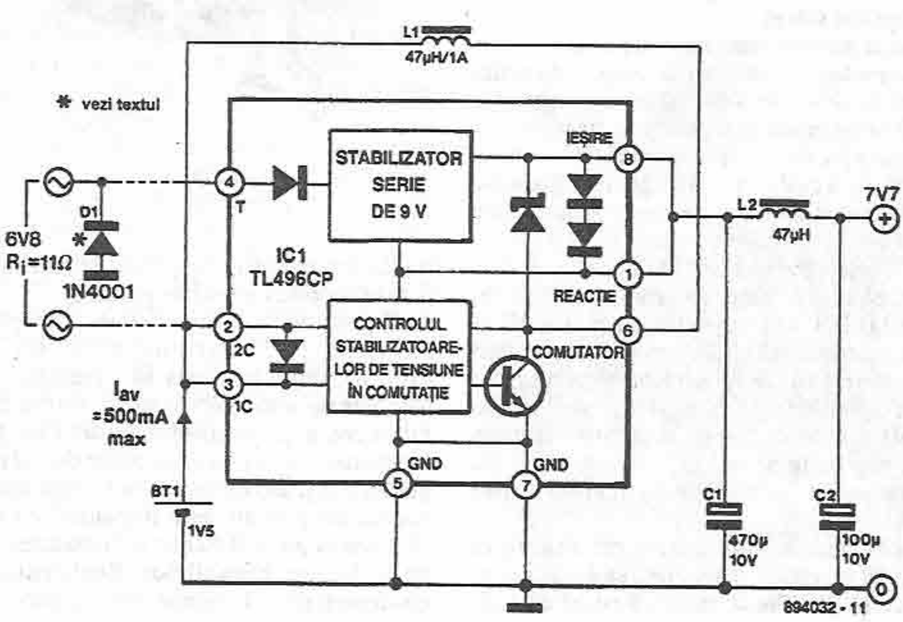
Tensiunea minimă de ieşire de 250 mV este aleasă astfel în mod intenţionat, deoarece, în acest fel, vor lucra toate componentele în zona liniară a caracteristicilor lor, în mod permanent. De asemenea, alegerea acestei valori permite ca fiecare din cei 100 de paşi ai „potenţiometrului" EEPOT să fie echivalent cu 0,25 V. R12, D2 şi C4 reprezintă o mică sursă de tensiune, separată, pentru EEPOT. Două lucruri trebuie reţinute aici: traseele de masă trebuie conectate aşa cum se arată în schemă, iar T1 va fi montat pe un radiator termic de aproximativ 1,5 K/W.

250 *Alimentator de 9 V*

TL496 este un circuit integrat proiectat să furnizeze o tensiune nominală de 9 V, deci una între 7 şi 10 V, alimentat fiind de la diverse surse. Acest alimentator poate fi folosit pentru alimentarea multor tipuri de circuite.

Sursa de tensiune poate fi o baterie de 1,5 V, sau două de acest fel, sau secundarul unui transformator de reţea.

Pentru a se furniza 7 ÷ 10 V de la acestea, circuitul integrat conţine un stabilizator serie şi un stabilizator în comutaţie. Stabilizatorul serie este conectat practic la fel ca un transformator. Mai există şi o diodă pentru redresarea unei semialternanţe. Când stabilizatorul serie furnizează tensiunea la nivelul dorit, stabilizatorul în comutaţie este blocat. În cazul în care, totuşi, ieşirea stabilizatorului serie scade sub nivelul cerut, stabilizatorul în comutaţie intră în funcţiune. El poate să genereze un nivel de tensiune suficient de mare la ieşire, cu toate că este alimentat doar cu una sau cu două baterii de 1,5 V.



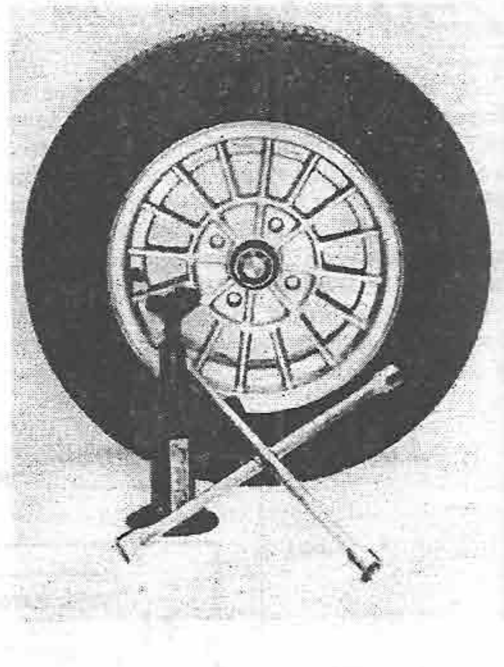
Schema indică modul în care trebuie conectat TL496 atunci când funcționează cu o baterie de 1,5 V. În cazul utilizării a două baterii de 1,5 V, sunt necesare câteva modificări: pinii 1 și 3 ai circuitului integrat trebuie lăsați neconectați, iar terminalul negativă al lui C1 trebuie să fie deconectată de la masă și legată la pinul 2 al integratului.

Montajul se pretează a fi utilizat îndeosebi împreună cu aparatură care poate fi alimentată și de la rețea: de obicei, la aceasta se folosesc baterii NiCd. Dacă montajul este conectat la bornele corespunzătoare ale echipamentului, aceste baterii sunt reîncărcate prin D1. Acest lucru se va întâmpla în timpul semiperioadei neutilizate de TL496. Curentul de încărcare este determinat de rezistența internă a transformatorului (circa 11 Ω, însă trebui remarcat că aceasta nu poate fi măsurată cu ohmmetrul). Dacă aveți îndoieli, conectați o rezistență de 10 Ω în serie cu D1.

Ca ultimă remarcă: nu folosiți D1 cu baterii uscate deoarece aceasta nu le va face bine.

251 Alarmă în caz de înclinare a autovehiculului

Multe autovehicule sunt dotate cu un sistem de alarmă, ca mijloc de protecție împotriva amatorilor de plimbări cu mașini furate. Majoritatea acestor sisteme se bazează pe existența unui comutator montat la portieră și a unuia amplasat sub capotă (pentru a se evita ca intervenția asupra legăturilor de la baterie să dezactiveze sistemul de alarmă). Însă aceste tipuri de alarme nu oferă nici un fel de protecție împotriva altui flagel infracțional, reprezentat practica de a ridica autovehiculul pe cric și a fura costisitoarele jenți de aluminiu.



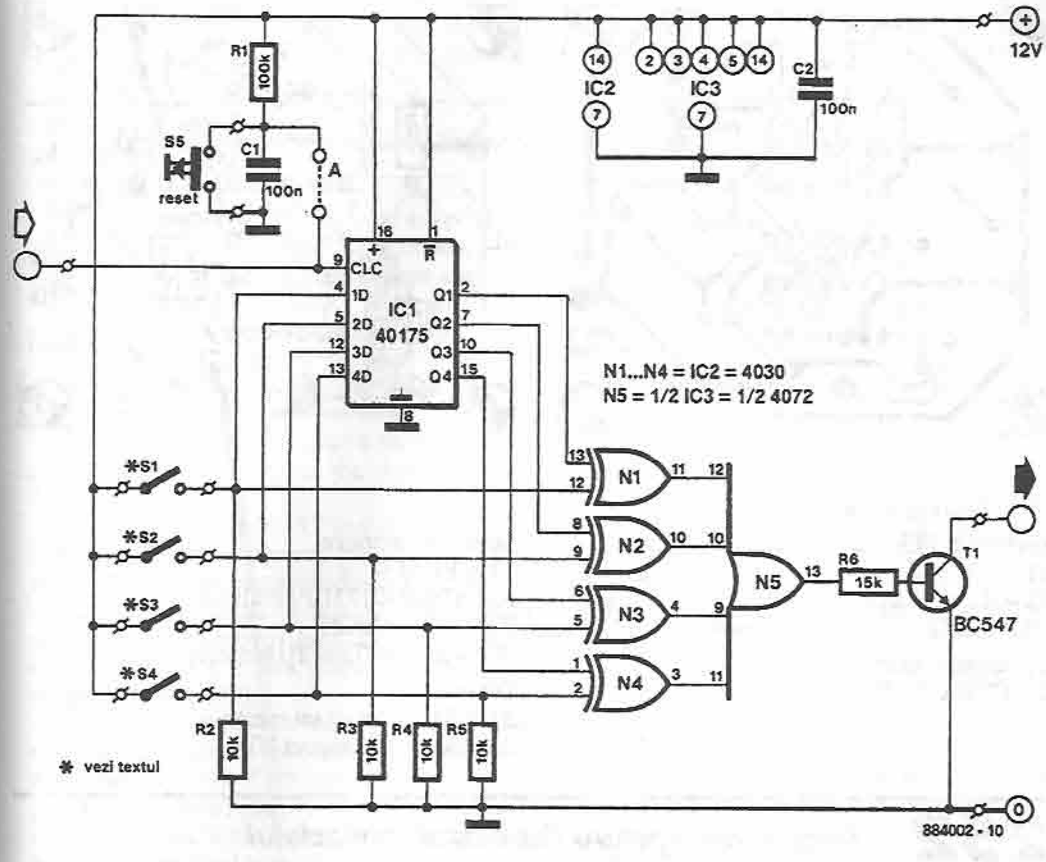
Montajul descris aici reprezintă o suplimentare a unei alarme existente, pe care o pune în funcțiune atunci când poziția autovehiculului este modificată, de exemplu, de acționarea unui cric amplasat sub el.

Poziția mașinii este ținută sub observație de patru comutatoare cu mercur, amplasate astfel încât să fie deschise atunci când autovehiculul este în poziție orizontală. Deoarece, de multe ori, apare situația de a parca mașina într-o zonă înclinată, ceea ce determină închiderea unuia sau mai multora dintre aceste comutatoare, este necesar un circuit mai complex.

Cele patru bistabile tip D conținute de IC1 determină starea comutatoarelor cu mercur. Ieșirile lui IC1 sunt conectate la porțile N1 ÷ N4, care acționează ca inversoare atunci când comutatoarele cu mercur sunt inițial închise (caz în care apare un „1" la ieșirea respectivului bistabil). Ca urmare, ieșirile celor patru porți logice rămân în starea „0" atâta vreme cât comutatoarele cu mercur își mențin starea inițială.

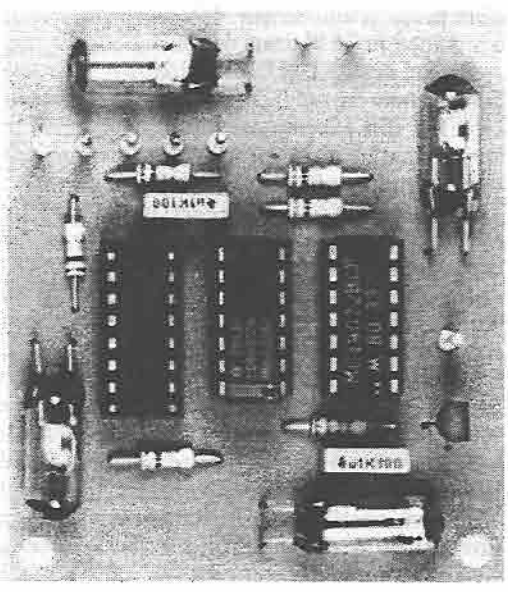
Dacă cel puțin unul dintre comutatoarele cu mercur își modifică starea, ieșirea lui N5 trece în starea H și T1 se deschide. Rezultă că acest tranzistor poate fi conectat, de exemplu, în paralel cu comutatorul de portieră.

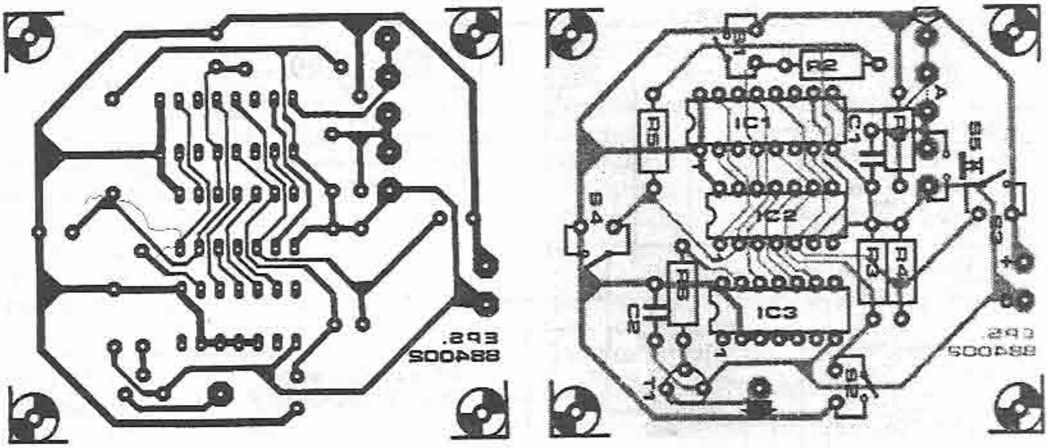
Starea de la ieșirea bistabilelor poate fi memorată, prin intermediul lui R1-C1, atunci când montajul este pus sub tensiune. Toate alarmele de autovehicule au un anumit timp de întârziere, după momentul în care sunt puse în funcțiune, pentru a da ocupanților timpul necesar pentru a ieși din mașină. Dacă, după scurgerea acestei temporizări, este disponibil un semnal „1", acesta poate fi folosit și la stocarea stărilor de la ieșirea bistabilelor. Rezistența R1 și condensatorul C1 trebuie, atunci, deconectate



Această a doua metodă are avantajul că, dacă un comutator cu mercur este pe punctul de a-și modifica starea, închiderea portierelor autovehiculului îl va face să redevină stabil.

Comutatoarele cu mercur sunt montate pe cablajul imprimat, împreună cu restul componentelor. Câte unul dintre terminalele comutatoarelor trebuie să fie lăsat suficient de lung pentru a permite ca respectivul comutator să fie înclinat ușor față de placa de cablaj. Suprafața dinspre placă a comutatorului poate apoi să fie fixată pe poziție cu araldit sau alt fixator similar. Această configurație permite ca toate comutatoarele să fie deschise atunci când autovehiculul se află în poziție orizontală.





Listă de componente

Rezistențe (±5%):
R1 = 100 kΩ
R2 ÷ R5 = 10 kΩ
R6 = 15 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF

Semiconductoare:
T1 = BC547
IC1 = HEF40175BP (Philips)
IC2 = CD4030CN
IC3 = MC14072BCP (Motorola)

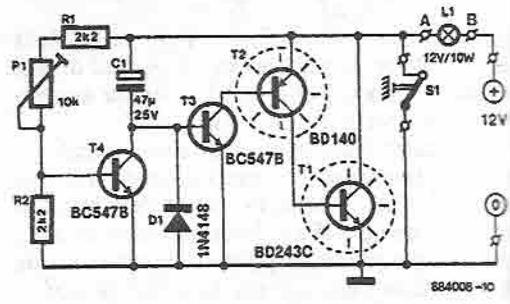
Diverse:
S1 ÷ S4 = contact cu mercur
S5 = buton cu contact ND

252 *Temporizator pentru iluminatul habitaclului*

E întuneric și plouă cu găleata! Vă grăbiți către propriul autoturism, deschideți portiera și o închideți rapid în urma dumneavoastră. Apoi, așezat pe scaunul șoferului, bâjbâiți să introduceți cheia în contact. Rezolvarea? Montați circuitul din schema alăturată, care menține aprinsă lumina din habitaclu, încă o perioadă de timp, scurtă, după ce portiera a fost închisă.

Montajul va fi conectat în paralel cu comutatorul de portieră. Accesul la acest gen de comutatoare se face relativ ușor.

În schema circuitului, S1 este comutatorul montat la portieră iar L1 este lampa din habitaclu (plafoniera). Atâta vreme cât ușa este deschisă, S1 este închis și, deci, lumina aprinsă. Când se închide portiera, S1 se deschide și lampa se stinge. În acest caz, întreaga tensiune de 12 V a bateriei este prezentă pe comutator. Când tensiunea pe S1 începe să crească, montajul sesizează acest lucru. Tranzistorul T3 și, ca urmare, T1 și T2, se deschid. Aceasta duce la



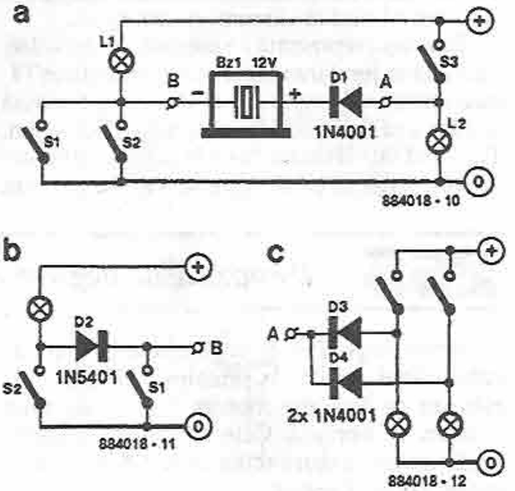
creșterea tensiunii pe S1 crește până la 1 V, după care creșterea se încetinește mult. Rezultă, de aici, că lumina din interior rămâne aprinsă, deși intensitatea ei va scădea treptat.

La un anumit nivel al tensiunii pe S1, tranzistorul T4 se deschide, ducând la dispariția comenzii pe T3 și blocarea lui T3, T2 și T1. În acest caz, lumina din habitaclu se stinge rapid.

Timpul după care se va stinge lumina, după

ce a fost închisă portiera autoturismului, se reglează cu P1, deși el este afectat și de valoarea lui C1. Cu cât este mai mare valoarea condensatorului, cu atât mai lung este timpul și mai mică variația intensității lui L1. După stingerea lămpii, prin montaj nu va mai circula nici un curent.

253 *Indicarea stării farurilor*



În nici un caz nu este recomandabil să lăsați aprinse, un timp îndelungat, farurile autovehiculului, în perioada când mașina nu circulă. Cu toate acestea, în special în lunile de iarnă, din neatenție, multora dintre noi ni se întâmplă așa ceva. Indicatorul prezentat în acest articol ne ajută să prevenim consecința inevitabilă – descărcarea bateriei.

În cea mai simplă variantă a sa, indicatorul constă dintr-un buzer de c.c. și o diodă, ca în fig. 1a.

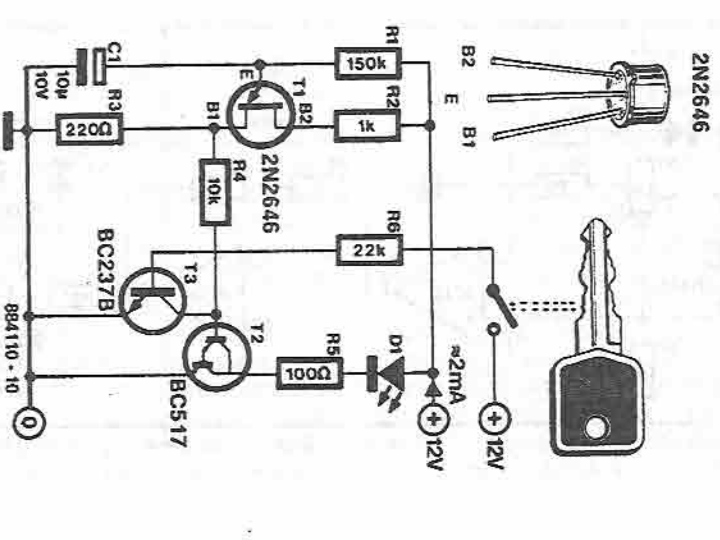
Cu farurile aprinse (S3 închis), lampa din habitaclu, L1, nu se aprinde până când nu este deschisă una dintre portierele din față (caz în care se închide fie S1, fie S2). În același timp, buzerul este pus sub tensiune și sună. El poate fi oprit dacă închidem portiera respectivă sau dacă stingem farurile (S3).

Dioda montată în serie cu buzerul este necesară deoarece, în mod normal, punctul B se află conectat la +12 V prin intermediul lui L1, și punctul A la masă, prin faruri (L2 – deci, aici, este reprezentat unul singur). În aceste condiții, bineînțeles, buzerul n-ar trebui să sune.

O ușoară modificare a circuitului, care îi va permite acestuia să fie acționat numai de comutatorul de la portiera șoferului, este reprezentată în fig. 1b (în care s-a notat cu S1 respectivul comutator).

Curentul ce se stabilește prin buzer, când acesta este pus sub tensiune, e de numai 10 mA.

254 *Pseudoalarmă pentru autovehicule*



Acest montaj are rolul de a-i induce în eroare pe hoții de autovehicule, făcându-i să creadă că mașina este prevăzută cu un sistem de alarmă propriu-zis.

Un LED, montat la vedere, pe bord, va lumina cu maximă intensitate. Ca să se întâmple asta, el trebuie alimentat cu impulsuri de curent de circa 100 mA, ceea ce este mai mult decât valoarea admisă la alimentarea continuă.

Montajul reprezintă un oscilator cu relaxare, construit în jurul tranzistorului unijoncțiune T1, care furnizează impulsuri repetate, cu o durată de câteva milisecunde, tranzistorului Darlington, T2. Când este răsucită cheia în contact, circuitul de comandă a LED-ului se va bloca, prin intermediul lui T3.

Datorită factorului de umplere scăzut al curentului pulsatoriu, montajul are un consum efectiv de curent de numai 2 mA. Rezistențele R1 și R3 vor trebui redimensionate astfel încât să compenseze toleranțele mari, rezultate din fabricație, ale tranzistoarelor unijoncțiune. Nu este recomandabilă utilizarea, în acest montaj, a LED-urilor de mare randament, și trebuie să avem grijă ca vârfurile de curent să nu depășească 250 mA.

În fine, o bună idee ar fi aceea de a monta LED-ul în apropierea aparatului de radio de autoturism și lipirea pe geamurile laterale ale vehiculului a unor benzi adezive avertizând că mașina este prevăzută cu sistem de alarmă.

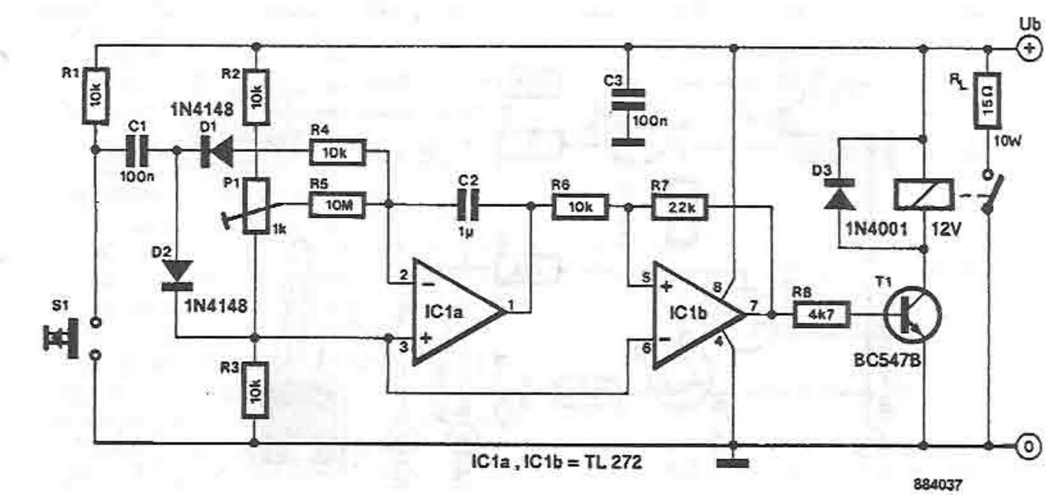
255 *Dispozitiv de degivrare a broaștei auto*

Acest dispozitiv de degivrare a broaștei de autovehicul constă, în principal, dintr-un mic element de încălzire montat în jurul corpului broaștei de portieră. Cele câteva componente suplimentare asigură acționarea și dezactivarea respectivului element.

Întrerupătorul S1 din schemă este, de fapt, un microîntrerupător conectat la mânerul ușii în așa fel încât, atunci când acesta din urmă este mișcat, întrerupătorul să fie apăsat.

Ar fi fost posibilă varianta ca acest întrerupător să comande un temporizator, însă, astfel, elementul de încălzire ar fi fost acționat și în timpul verii. Deci, S1 este urmat de o „pompă de încărcare", IC1a. De fiecare dată când mânerul portierei este mișcat, S1 se închide și C1 se descarcă prin S1, ceea ce face ca tensiunea pe C2 să crească ușor. Având în vedere raportul C1:C2, condensatorul C2 va fi (teoretic) încărcat la maximum cam după zece acționări ale lui S1. Circuitul integrat IC1b este conectat ca un trigger Schmitt ce prezintă un histerezis important. După ce S1 a fost apăsat de șapte ori, IC1b alimentează releul, prin intermediul lui T1. Apoi, condensatorul C2 se descarcă încet, prin R5. După un timp scurt (de 1 până la 2 minute, reglabil cu P1), tensiunea la ieșirea lui IC1a scade la un nivel la care elementul de încălzire este întrerupt.

În regim de așteptare, curentul este sub 1 mA, astfel încât montajul poate fi menținut conectat



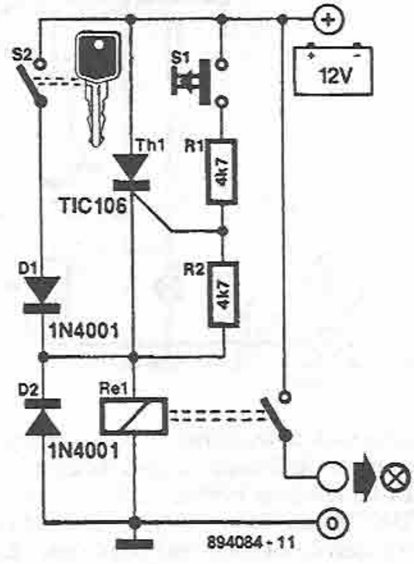
la bateria vehiculului.

Elementul de încălzire poate fi format din două rezistențe de 5 W, fixate în jurul corpului broaștei cu ajutorul unei fâșii metalice. Cantitatea de căldură produsă depinde de valoarea rezistențelor: pentru a preveni distrugerea stratului de vopsea, aceasta nu trebuie să fie prea mare.

Dacă dorim să montăm și circuitul de comandă în interiorul portierei, va trebui să-l protejăm într-o carcasă etanșă, deoarece există permanent pericolul pătrunderii apei în portieră, prin fereastră.

256 Comandă pentru farurile autovehiculului

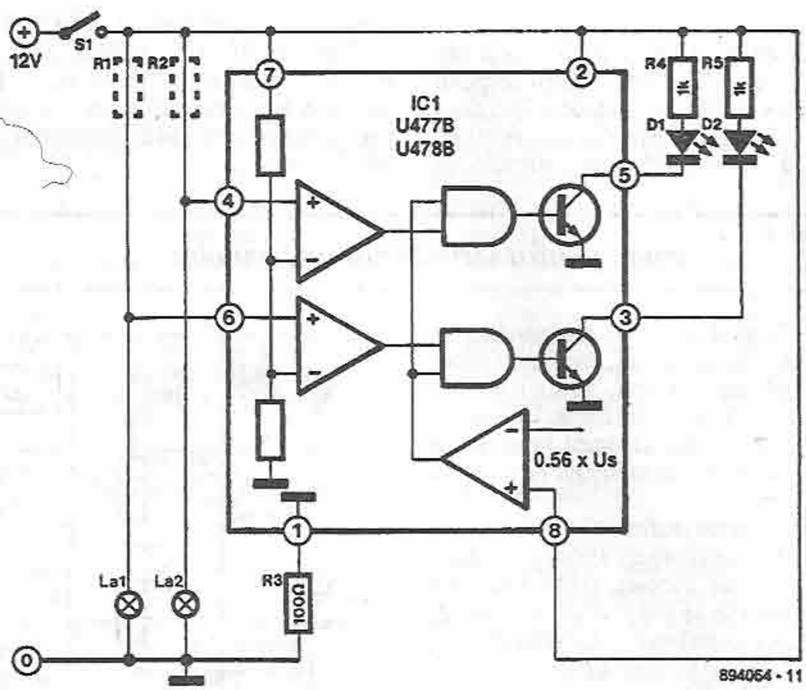
Este de-a dreptul enervant să constatați că ați uitat aprinse farurile mașinii, abia atunci când, dorind să o porniți din nou, vă dați seama, neputincioși, că bateria s-a descărcat. Una dintre posibilele căi de a evita ca acest lucru să se întâmple vă este oferită de montajul pe care vi-l prezentăm acum.



Circuitul acesta nu realizează o alarmare, ci acționează: când întrerupeți aprinderea, prin intermediul cheii de contact, releul Re1 este dezactivat și farurile se sting, dacă, nu cumva, dumneavoastră, cu bună știință, hotărâți altceva. Această ultimă decizie s-ar putea pune în practică prin intermediul lui S1, care, atunci când este acționat, amorsează tiristorul, Th1, încât bobina lui Re1 este alimentată. De remarcat că acest lucru este posibil numai atunci când comutatorul de aprindere, S2, este deschis, în caz contrar tensiunea pe Th1 fiind prea mică (din cauza prezenței diodei de șuntare D1) pentru a produce amorsarea. Totuși, deoarece, în mod obișnuit, farurile nu se aprind atunci când se întrerupe contactul de aprindere, în cele mai multe dintre cazuri S1 va fi utilizat doar rareori și, ca urmare comutatorul ar putea fi, pur și simplu, omis. Re1 este un releu standard pentru mașină, lucrând la 12 V, cu contacte ce pot comuta până la 25 A.

257 Supravegherea lămpilor autovehiculului

O lampă de autoturism defectă înseamnă, în cel mai bun caz, o mică neplăcere, iar în cel mai rău – un pericol. Din fericire, majoritatea autoturismelor produse recent sunt prevăzute cu adevărate monitoare specializate, amplasate la bord, care indică dacă vreuna din lămpi nu funcționează. Firește, mai există, încă, milioane de mașini mai vechi, care nu au astfel de echipamente sofisticate, și pentru acestea a fost conceput circuitul de supraveghere prezentat aici. Se folosesc două circuite integrate speciale, produse de Telefunken și destinate măsurării curentului printr-un bec. Practic, a detecta dacă printr-un bec trece curent sau nu, reprezintă cea mai potrivită cale de a determina dacă becul respectiv continuă să se mențină în stare de funcționare. Dacă se conectează o rezistență de valoare mică în serie cu becul, atunci când acesta luminează va cădea pe ea o mică tensiune (în schemă, sunt conectate R1 și R2). Un singur circuit integrat nu poate supraveghea decât două becuri, așa că avem nevoie de trei sau patru astfel de circuite integrate – pentru toate lămpile unui autoturism. Punctul comun becului și rezistenței se leagă la una dintre intrările integratului (pinul 4 sau pinul 6). Tensiunea ce cade pe rezistență

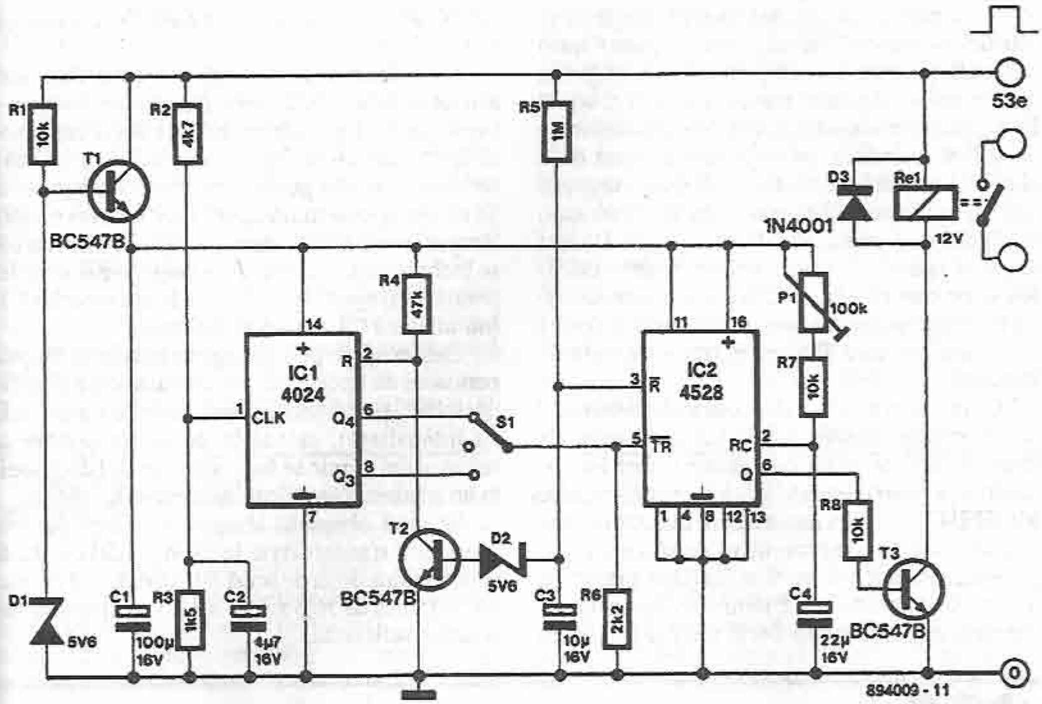


este comparată cu tensiunea de referință internă a integratului. În funcție de tipul de CI utilizat, căderea de tensiune trebuie să fie de circa 16 mV (U477B) sau 100 mV (U478B). Valoarea acestei căderi de tensiune este atât de mică încât nu va putea afecta intensitatea luminoasă a respectivului bec. Mărimea rezistenței înseriate se stabilește destul de ușor. Dacă, de exemplu, aceasta este conectată în serie cu lampa de frână (de obicei, de 21 W), curentul prin bec, presupunând că vehiculul are o baterie de 12 V, va fi: 21/12 = 1,75 A. În acest caz, rezistența trebuie să aibă valoarea: 16/1,75 = 9 mΩ (U477B) sau 100/1,75 = 57 mΩ (U478B). Aceste rezistențe se vor confecționa dintr-o bucată de conductor rezistiv (ce se poate procura de la majoritatea magainelor de produse electrice). O altă variantă ar fi să folosiți conductor standard de 0,7 mm diametru, care are o rezistență specifică de 100 mΩ/m. De asemenea, la majoritatea vehiculelor, conductoarele existente au o rezistență adecvată pentru a fi folosită ca rezistență serie. LED-urile pot fi conectate la ieșirile integratului (pinii 3 și 5). Ele se vor aprinde numai dacă lampa aferentă încetează să mai funcționeze corespunzător.

258 *Cuplor pentru ștergătorul de lunetă*

Cuplarea ștergătorului de lunetă cu cel al parbrizului, la autoturismele noastre, este convenabilă din toate punctele de vedere. Deoarece, la o mașină în mers, luneta nu este niciodată la fel de umedă ca parbrizul, este suficient ca ștergătorul din spate să acționeze doar o singură dată, la fiecare 8, 16 sau 32 de ștergeri ale parbrizului.

La borna 53e (conductor verde/negru) care este firul de întoarcere al motorașului de acționare a ștergătorului de parbriz, este prezent semnalul de tact pentru motoraș. Acest semnal dreptunghiular, se aplică la intrarea de tact a numărătorului IC1, prin R2-R3. Ieșirea Q3 a numărătorului trece în starea H la fiecare al optulea impuls de tact, iar ieșirea Q4 la fiecare al șaisprezecelea impuls de tact. Impulsul de la ieșire este aplicat monostabilului IC2, trecând prin comutatorul S1. Monostabilul poate fi un „4528" (ca în figură) sau un „4548". La fiecare

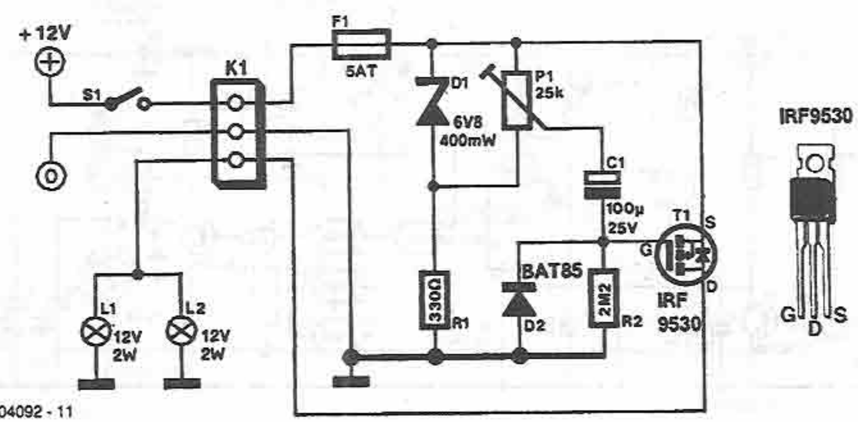


front negativ la pinul 5, ieșirea monostabilului (pinul 6) trece în starea H, la o frecvență de 1,5 ÷ 16 Hz. Când se întâmplă acest lucru, T3 se deschide, bobina releului este pusă sub tensiune și ștergătorul lunetei intră în acțiune.

Alimentarea montajului se face tot de la borna 53e: pe durata intervalelor dintre impulsurile de tact, acest terminal se află la tensiunea de 12 V. În această situație, T1 se deschide și C1 se încarcă. Când pe terminal se găsește semnalul de tact, T1 este blocat, deci C1 nu se poate descărca. Dioda D1 limitează tensiunea la 5 V.

R4-R5-C3-T2-D2 asigură resetul normal pe durata acționării ștergătorului de parbriz.

259 *Temporizator pentru farul de ceață din spatele autovehiculului*



Presupunem că dumneavoastră, majoritatea cititorilor noștri, sunteți conducători auto raționali, și că nu aprindeți farurile de ceață din spatele autovehiculului atunci când sunteți urmat îndeaproape de alți participanți la trafic, deoarece aceștia din urmă ar putea să creadă, preț de o clipă, că veți frâna (cu toate că n-au constatat nici un motiv pentru care ar urma să faceți asta) și, din această cauză, să calce și ei frâna. De aici ar putea apărea, frecvent, situații foarte periculoase, pe care este bine să le evitați, instalându-vă montajul temporizator pentru farul de ceață din spate, pe care îl vom prezenta în cele ce urmează.

Comutatorul S1 este comanda deschis / închis pentru lămpile L1 și L2 ale farului de ceață. Îndată ce acest comutator a fost închis, tensiunea poartă-sursă (U_{gs}) a tranzistorului MOSFET T1,, se va negativa tot mai mult, ceea ce înseamnă că tranzistorul va conduce tot mai puternic. Rezultatul va fi o creștere gradată a intensității luminoase a lămpilor. Intensitatea maximă nu va fi atinsă decât după o întârziere de 20 de secunde, determinată de constanta rețelei R2-C1.

Polarizarea porții lui T1 este dată de semireglabilul P1. Acesta furnizează compensarea pentru perioada inițială de după cuplarea lămpilor, când – de fapt – acestea nu luminează, deoarece, ca să o poată face, ele ar avea nevoie de câteva sute de miliamperi. Cu P1 corect reglat, lămpile vor lumina, chiar dacă slab, imediat ce se închide comutatorul. Ca urmare, tensiunea de poartă va fi egală cu tensiunea la cursorul lui P1 (nu uitați că C1 este încă descărcat).

Deși disipația pe T1 atinge un maxim în timpul perioadei de trecere (dintre comutarea pe poziția „deschis" și momentul când lămpile luminează cu intensitate), calculele de dimensionare a radiatorului termic se fac pentru nivelul disipației la un moment când lămpile luminează intens.

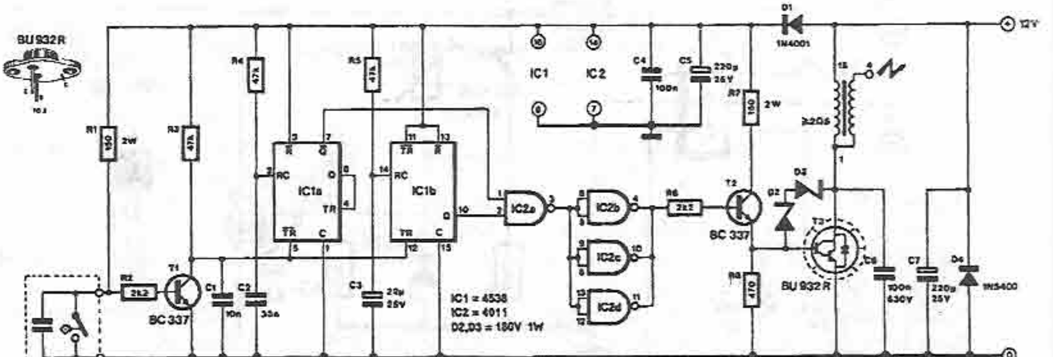
În mod obișnuit, lămpile de ceață pentru spate sunt standardizate la 21 W, astfel că, dacă sunt montate două de acest fel, un radiator termic SK59 (adică de 36,5 x 42,7 x 12,5 mm) va realiza o răcire suficientă.

260 Aprindere electronică

Montajul de aprindere electronică pe care vi-l prezentăm aici este conceput pentru a fi integrat în sistemul convențional de aprindere al autovehiculului. De fapt, el înlocuiește circuitul de comutare de 12 V, existent, din înfășurarea primară a bobinei, cu un altul, care furnizează peste 100 de volți. Deci, el convertește un circuit de curent, a cărui funcționare este afectată de rezistența de conducție și de pierderi, într-un circuit de tensiune, care are un randament mult mai bun.

Impulsurile provenite de la contactul ruptorului, prezentat în partea din stânga-jos a schemei, sunt aplicate tranzistorului T1 și apoi diferențiate de R3-C1. Va rezulta o temporizare, de valoare neglijabilă, a aprinderii. Curentul prin contactul ruptorului este determinat de mărimea lui R1. Valoarea acestuia a fost aleasă astfel încât contactele ruptorului să rămână curate.

Tranzistorul T1 este urmat de două monostabile, IC1a și IC1b, care sunt amândouă



declanșate de impulsurile de la ieșirea lui T1. Totuși, în timp ce IC1a este declanșat de frontul negativ, IC1b este declanșat de cel pozitiv.

Monostabilul IC1a permite trecerea unui impuls de circa 1,5 ms – determinat de R4-C2 – către poarta NAND, IC2a. Poarta logică blochează tranzistorul Darlington de tensiune mare, T3, prin porțile IC2b, IC2c și IC2d și, de asemenea, tranzistorul de comandă, T2 – pe durata unui impuls.

Poarta IC2 face ca T3 să se deschidă numai atunci când motorul merge, pentru a evita trecerea unui curent de câțiva amperi prin bobina de aprindere.

Îndată ce apar impulsurile de la ruptor, IC1b este declanșat și ieșirea sa Q rămâne în starea logică H. Constanta de timp a monostabilului din acest etaj este de circa 1 s, fiind determinată de R5-C3.

Tranzistorul Darlington T3 este deschis de către linia T2 și IC2a-IC2d, atâta timp cât IC1a nu lasă să treacă nici un impuls de aprindere.

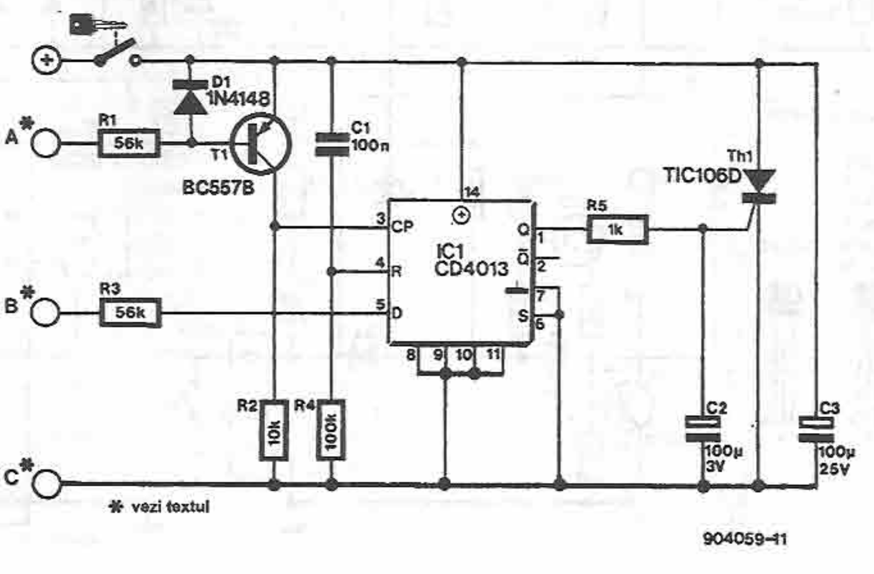
Când motorul nu merge, ieșirea Q a lui IC2b trece în starea L după 1 s – și aceasta determină blocarea lui T2 și T3. Cele două diode zener de 180 V legate în serie au rolul de a proteja colectorul lui BU932R împotriva tensiunilor prea mari. Tranzistorul Darlington trebuie montat pe un radiator termic corect dimensionat.

261 *Alarmă antifurt pentru autoturisme diesel*

În majoritatea cazurilor, furtul de mașini poate fi prevenit prin dezafectarea unei părți esențiale în funcționarea motorului. Adeseori, aceasta poate fi reprezentată de aprindere sau de instalația electrică. Deși un motor diesel nu are prea mult de-a face cu aprinderea electronică, el are alte elemente acționate electric. În cazul de față, pentru blocarea motorului diesel este vizată supapa magnetică de la admisia de combustibil.

Când se răsucește cheia în poziția de preîncălzire, alarma este dezactivată prin blocarea unei anumite sarcini acționate electric, aflate în autovehicul (sau prin comutarea acesteia pe poziția „închis" și apoi, din nou, „deschis"). Dacă nu se efectuează această operațiune, sau dacă nu se face în timp util, supapa de admisie a combustibilului rămâne deconectată de la sursa ei de alimentare, ceea ce va face imposibilă pornirea motorului. Șansele ca hoțul, pe durata preîncălzirii motorului, să apese pe butonul care trebuie (sau, mai bine zis, să-l deblocheze), aflat în autoturism, sunt foarte reduse.

În schema montajului, conexiunea „A" duce la sarcina care dezactivează alarma, „B" duce la



fişa de preîncălzire, iar conexiunea „C“ – la supapa de admisie.

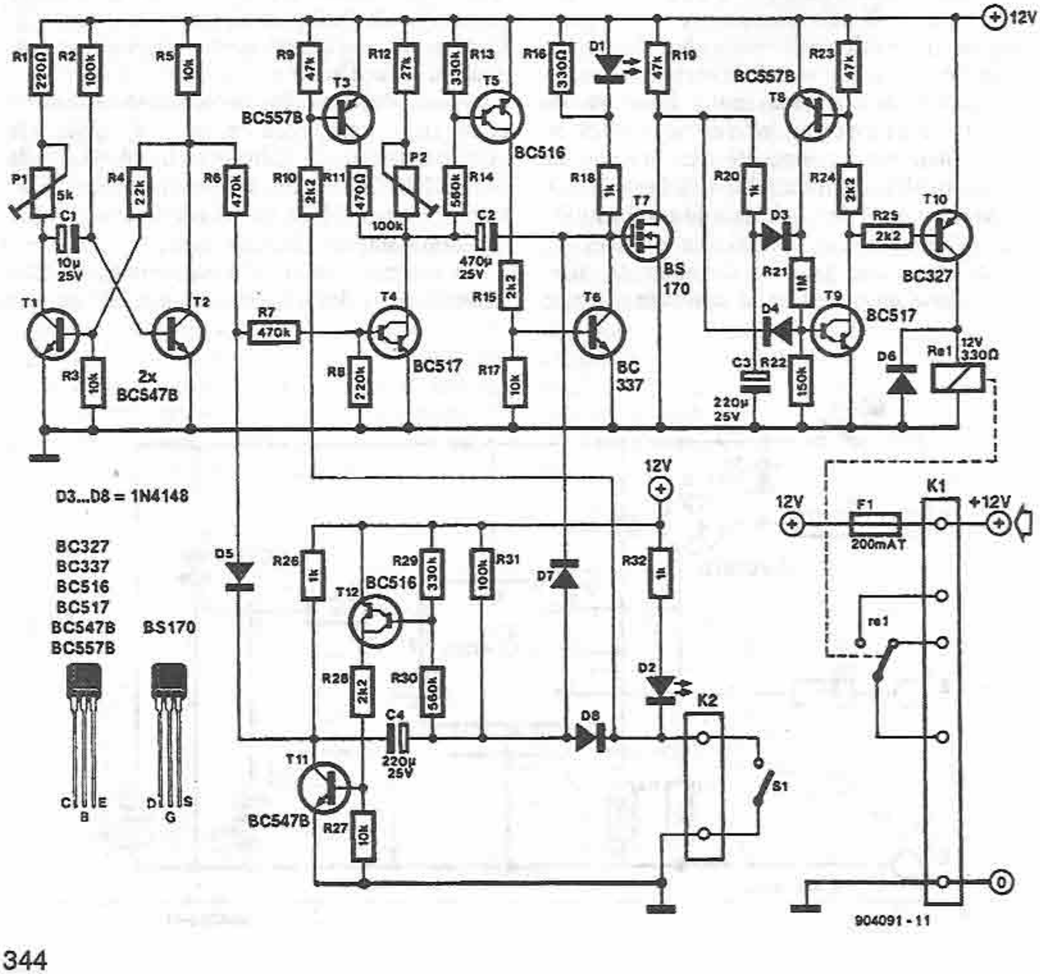
Tiristorul Th1 este intercalat între contactul cheii şi borna supapei de admisie.

Acest tiristor nu va conduce până ce nu va fi amorsat de tensiunea pozitivă furnizată de ieşirea Q a bistabilului tip D, IC1. Dacă sarcina din „A“ este deconectată la timp, tranzistorul T1 începe să conducă şi, ca urmare, furnizează un front pozitiv la intrarea de tact a lui IC1. Apoi, tiristorul este amorsat şi îşi menţine starea de conducţie până când motorul se blochează datorită răsucirii cheii în contact.

Dacă sarcina conectată în „A“ este decuplată după scurgerea timpului de preîncălzire, tiristorul va rămâne blocat, din cauza nivelului logic L de la intrarea D a bistabilului. Nu se poate modifica această condiţie şi încerca din nou până ce tensiunea de alimentare nu va fi întreruptă prin răsucirea cheii în contact.

262 Alarmă pentru autoturism realizată cu componente discrete

Această alarmă auto este construită cu componente discrete, şi nu cu circuite integrate. Montajul are rolul de a supraveghea consumul de curent al întregii instalaţii electrice a autovehiculului. O scădere mică a tensiunii, de ordinul a 0,2 V (în cazul unei baterii cu tensiunea de 12 V) este suficientă pentru a declanşa alarma. Aceasta înseamnă că montajul poate fi reglat la o sensibilitate care să permită reacţia în cazul deschiderii unei portiere (deci când se aprinde



și lampa din interior). Sensibilitatea (min 0,2 V) este fixată cu semireglabilul P1, iar durata alarmei (de 10 până la 70 s) – cu ajutorul lui P2. Alarma oferă posibilitatea unor temporizări prestabilite, care îi permit conducătorului auto să intre și să iesă din mașină, cu duratele de 10 s, respectiv 25 s. Montarea circuitului în autoturism este simplă, el putând să suporte fără probleme, supratensiuni și variații de temperatură, tocmai pentru că este construit cu componente discrete. Modul de funcționare este destul de simplu:

S1 deschis: D2 e stinsă iar alarma este trecută în stare de așteptare.

S1 închis: D2 se aprinde și alarma este blocată.

Tranzistoarele T1 și T2 formează un multivibrator monostabil (MMV) a cărui constantă de timp este de 1 s. Acest MMV este folosit în cazul de față la supravegherea tensiunii de alimentare. Orice scădere a tensiunii sursei este preluată de baza lui T2, prin R1, P1 și C1. Când P1 este reglat pe 0 Ω, o scădere a tensiunii de 0,2 V este suficientă pentru a-l împiedica pe T2 să mai conducă și pentru a declanșa alarma. Când: (1) alarma este activă (S1 deschis), (2) timpul de grație s-a scurs (25 s după deschiderea lui S1) și (3) timpul de dezactivare a trecut (25 s după terminarea ultimei alarme), declanșarea lui T1-R2 are drept consecință declanșarea unui al doilea MMV, T5-T6, de către T4.

Această condiție de declanșare este indicată de LED-ul D1 („alarmă declanșată"). Constanta de timp a circuitului T5-T6 poate fi stabilită cu semireglabilul P2. Totuși, releul Re1, care activează hupa, nu este alimentat decât la 10 secunde după momentul declanșării. Această temporizare (necesară intrării în autoturism), vă permite, dumneavoastră, proprietarul de drept, să apăsați pe S1 și, astfel, să puneți capăt condiției de alarmare. Dacă acest lucru nu se întâmplă, alarma este blocată, iar hupa sună continuu, până când se scurge timpul prestabilit cu ajutorul lui P2, sau până când S1 este închis, în același interval de timp.

În primul caz, multivibratorul monostabil T11-T12 blochează declanșarea timp de aproximativ 25 s. Acest lucru este realizat prin punerea la masă a punctului comun lui R6 și R7, prin D5 și T11, prevenind în mod eficient declanșarea de la sine a alarmei. Tot acest MMV este răspunzător și de temporizare deoarece T11 își menține starea de conducție timp de circa 25 s după închiderea lui S1.

Consumul de curent al montajului în starea de așteptare este mai mic de 2 mA.

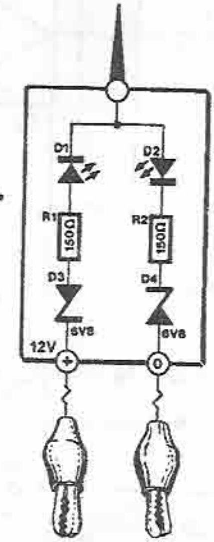
263 Tester pentru instalația electrică a vehiculelor de mărfuri

Testerul prezentat în figură, miniatural, este foarte util la testarea și verificarea instalației electrice a vehiculelor de mărfuri.

Cele două LED-uri indică dacă vreunul din cei doi crocodili este conectat la borna de alimentare pozitivă (roșu) sau la masă (verde).

Montajul este alimentat de la bateria vehiculului. Este recomandabil ca terminalele aparaturii să fie două cleme rezistente, tip „crocodil", având mânerele bine izolate. În acest fel, conectarea se poate face direct la baterie sau la bornele cutie de siguranțe. Mai este posibilă și varianta unui conector adecvat, care să se potrivească în priza brichetei electrice.

Dacă la celălalt capăt este sudat un ac ascuțit, va fi posibilă și verificarea firelor de cablaj cu izolație, însă numai a celor conectate la 12 V. Deși acul va pătrunde prin învelișul izolator, nu-l va deteriora.



904015 - 11

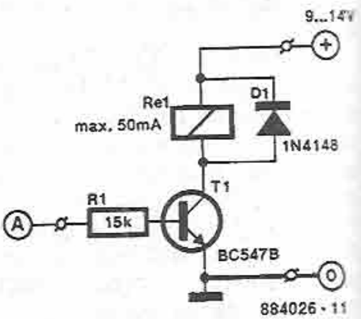
264 Telecomandă prin două fire

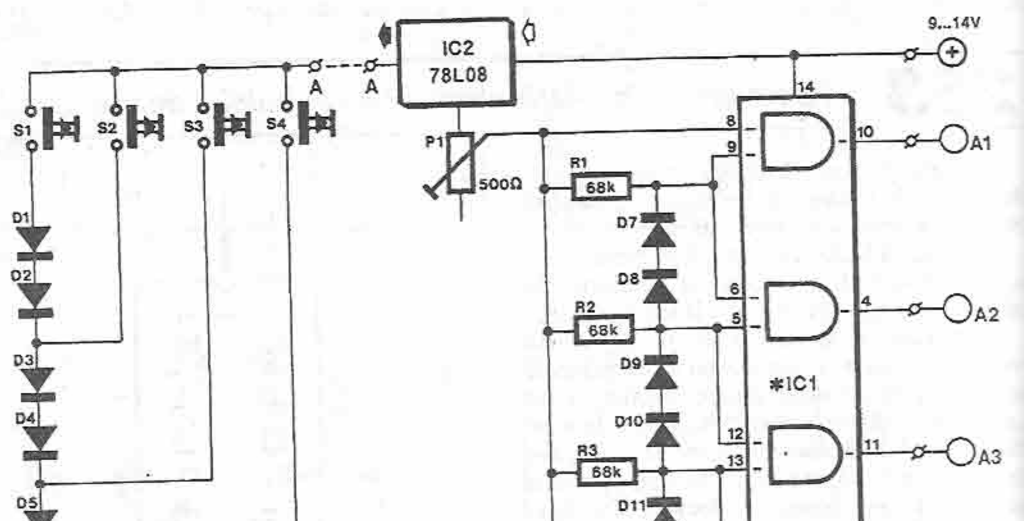
Acest montaj permite telecomandarea a patru dispozitive electronice, prin intermediul unui cablu bifilar, instalat, de exemplu, între pivnița și podul casei. Modul de operare este simplu: se apasă comutatoarele S1 ÷ S4 pentru a selecta o ieșire, de la A1 până la A4, corespunzătoare receptorului dorit.

Tensiunea stabilizată furnizată de IC2 este condusă de unul din fire (A), prin cablu. La „emițător", această tensiune este redusă la căderea de tensiune pe două, patru sau șase diode și trimisă la receptor prin firul B, atunci când este apăsat S3, S2 sau, respectiv, S1. Când este apăsat S4, firul B poartă întrega tensiune de ieșire de la IC2. Circuitul integrat IC1 translatează tensiunea returnată într-o combinație de biți corespunzătoare, la ieșirile A1 ÷ A4.

Montajul se reglează prin apăsarea lui S4 și

	4001 4071	4011	4070	4077	4081
S1	1	–	1	1	–
S2	1 + 2	1	2	2	1
S3	1 + 2 + 3	1 + 2	3	3	1 + 2
S4	1 + 2 + 3 + 4	1 + 2 + 3	4	4	1 + 2 + 3
Ieșire	L	L	H	L	H





rotirea cursorului lui P1 până în momentul în care A4 tocmai basculează. În poziția IC1 pot fi utilizate mai multe tipuri de integrate CMOS compatibile pin cu pin – conform configurației date în tabel pentru comutatoare și ieșiri. Ieșirile A1 ÷ A4 pot absorbi 1,1 mA (logic L) sau debita 0,4 mA (logic H). Prin bobina releului de comandă (Re1 – în figură) tranzistorul poate livra curenți de maximum 50 mA.

În pofida simplității sale, montajul poate realiza telecomenzi de bună calitate, pe patru căi, pentru lungimi de maximum 50 m ale cablului.

265 *Amplificator de instrumentație*

Cu un singur circuit integrat NE5514, amplificator operațional cvadruplu, care nu este deloc scump, se poate construi un excelent amplificator de instrumentație, cu intrare diferențială. Schema prezentată în figură este o dezvoltare a binecunoscutei configurații date în cataloage, de către PMI, Burr Brown sau Analog Devices, printre alte firme.

Etajele de intrare, A1 și A2, amplifică semnalul diferență dintre intrările U2 și U1, în vreme ce semnalul de mod comun, U_{CM}, nu este amplificat. În cazul în care presupunem că toate componentele sunt ideale, tensiunile de ieșire ale amplificatoarelor de intrare sunt:

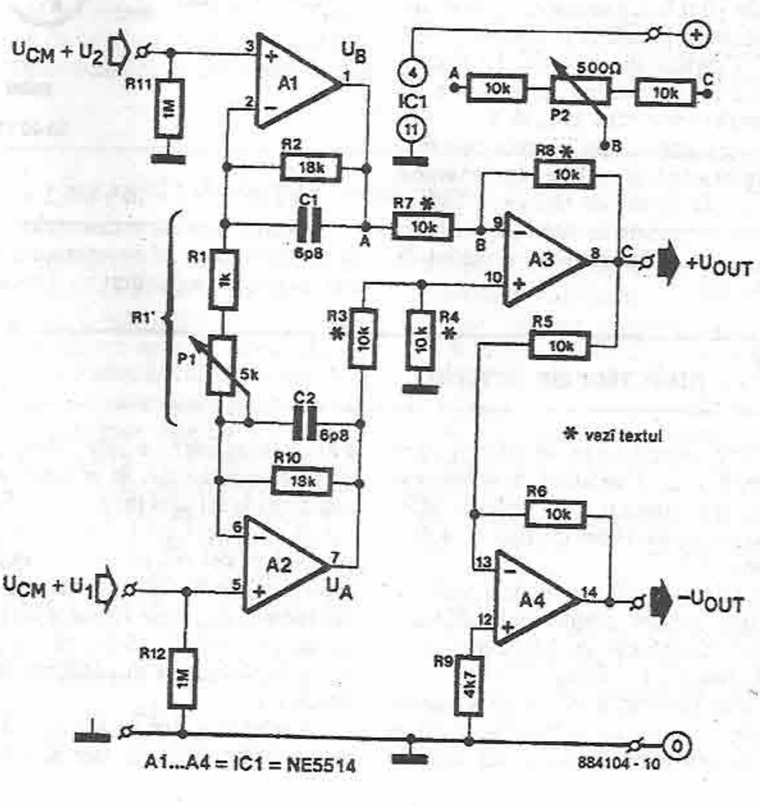
$U_A = U1(1 + 2xR2/R'1) + U_{CM}$
$U_B = U2(1 + 2xR2 / R'1) + U_{CM}$

În aceste condiții, tensiunea diferență este:

$U_O = U_A - U_B = (U1 - U2)(1 + 2xR2/R'1)$.

Această tensiune este amplificată x1 în A3. Dacă este necesară o ieșire simetrică, trebuie adăugat inversorul A4. Din păcate, la frecvențe înalte, această ieșire simetrică nu este de bună calitate, deoarece A4 introduce defazaje apreciabile.

Pentru a obține o bună supresie de mod comun, este esențial ca R2, R'2, și R3 ÷ R8 să fie de toleranță 0,1%. De asemenea, între A, B și C (după cum se vede din schemă) se poate utiliza un mic potențiometru semireglabil, cu



ajutorul căruia supresia de mod comun să poată fi optimizată.

Prin intermediul potențiometrului P1, amplificarea poate fi controlată, în cadrul anumitor limite.

Tensiunea de alimentare nu trebuie să depășească 16 V, valoare la care curentul ajunge până la aproximativ 6 mA.

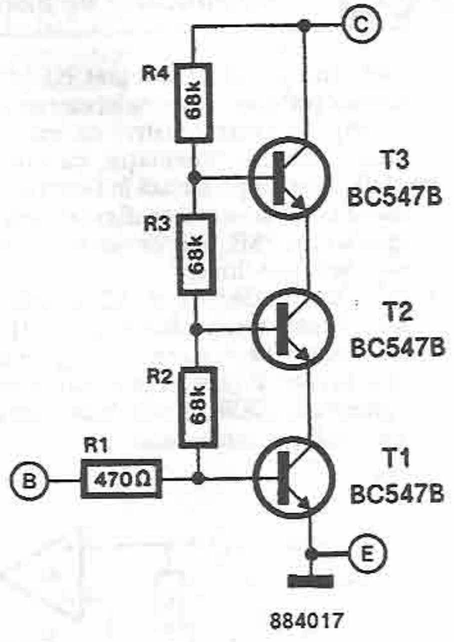
266 *BC547 de înaltă tensiune*

Uneori este necesar să folosim tranzistorul BC547 la tensiuni destul de mari față de cele permise conform datelor de catalog. Acest lucru se poate realiza prin conectarea în serie a câtorva astfel de tranzistoare, așa cum se vede în figura alăturată.

Montajul are, totuși, două mici inconveniente: prin rezistențele conectate în serie există permanent curenți de pierderi, iar tensiunea de saturație este destul de mare. În situațiile în care aceste dezavantaje sunt de mică importanță, sau nu contează deloc, montajul prezentat poate lucra cu tensiuni maxime de circa 100 V.

Să presupunem că trebuie comutată o tensiune de 100 V și curentul maxim de 2 mA. Dacă amplificarea în curent este 200, curentul de bază va fi de 10 μA. Ca urmare, tranzistorul T3 se va deschide de îndată ce tensiunea pe R4 atinge 0,68 V. Curentul din baza lui T2 circulă și prin R4, așa încât căderea de tensiune pe această rezistență crește până la 1,36 V.

Curentul care îl comută pe T1 trece prin R1, deci el nu determină o cădere de tensiune suplimentară pe divizorul de tensiune. Există însă, bineînțeles, o tensiune de saturație normală, de circa 0,2 V, pe T1. Căderea de tensiune totală pe divizor este, deci:



$$3 \times (10^{-5} \times 68 \times 10^{3}) + 0{,}2 = 2{,}2\ V$$

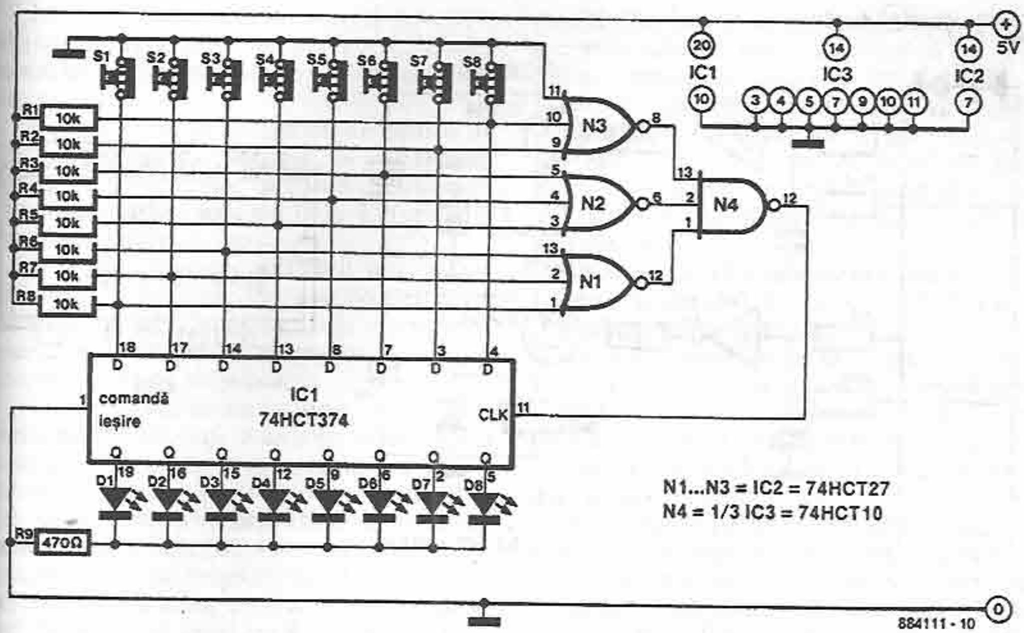
Mărirea valorilor rezistențelor la 270 kΩ duce la creșterea tensiunii de saturație la 8,3 V. În acest caz, curentul de pierderi va fi mult mai mic.

267 *Indicator de funcție*

Multe dintre selectoarele de funcții care acceptă comenzi de la o tastatură cu 8 butoane sunt lipsite de posibilitatea reacției vizuale, astfel că utilizatorul nu poate vedea ce funcție a fost selectată ultima oară.

Acest montaj îmbunătățit este ideal pentru a furniza indicația funcției, simplu, cu 8 LED-uri, pentru tastaturi construite cu binecunoscutul buton tip Digitast (ITT / Schadow sau ITW). Acest buton este fabricat într-o mare varietate de configurații de comutare și în diverse culori ale tastelor. Unele variante au și un contact suplimentar, care nu este folosit ca selector de funcție propriu-zis, în schimb se pretează la utilizarea în afișajul prezentat în figură. Trebuie, totuși, remarcat că, la tastele Digitast, contactul ND și cel NÎ au un pin comun, care, la selectorul de funcții, trebuie conectat la masă. De asemenea, unele variante au un LED încorporat, care este, evident, cât se poate de binevenit la utilizarea în combinație cu montajul descris aici.

Modul de acționare a indicatorului de funcție este simplu. Când nu este apăsată nici o tastă



intrările de date ale bistabilului octal IC1 se află în starea logică L. Poarta N4 menține intrarea de tact a lui IC1 tot starea L. Când se apasă o tastă, la intrarea de tact este generată o tranziție L-H, iar IC1 memorează respectiva combinație de biți aflată la intrarea de date. Dacă, de exemplu, este apăsată tasta S5, D5 se aprinde și rămâne așa până când se apasă o altă tastă, adică până când este selectată o altă funcție. Consumul de curent al montajului nu depășește 10 mA.

268 *Secvență de comutare programabilă*

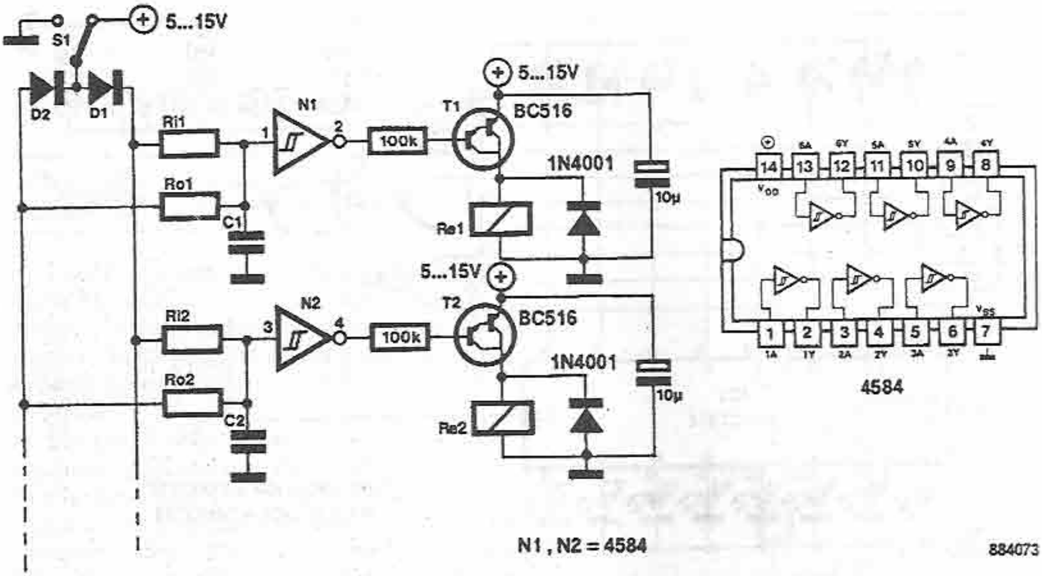
Circuitul de comandă pe care vi-l propunem acum apare în figură ca având două relee, însă acest număr poate fi mărit, dacă este necesar. Secvența de comutare este determinată de constanta de timp a rețelei RC de la intrarea unei porți care este utilizată pentru a alimenta un releu, prin intermediul unui tranzistor Darlington.

Când S1 este conectat la tensiunea de alimentare (situația din figură), condensatoarele de intrare, C1, C2,..., încep să se încarce, prin rezistențele Ri1, Ri2,..., și prin dioda D1. După un timp determinat, care diferă în funcție de constanta de timp a respectivei combinații RC, tensiunea pe condensator a atins o valoare suficientă pentru a putea comuta poarta. Astfel, tranzistorul corespunzător este deschis, iar bobina releului – alimentată.

Atribuind intrării fiecărei porți câte o constantă de timp diferită, vom determina secvența de comutare.

Când S1 este comutat la masă, se întâmplă exact invers. Dioda D1 este polarizată invers, iar condensatoarele, C1, C2,..., se descarcă prin rezistențele Ro1, Ro2,... și dioda D2. Constanta de timp de descărcare determină cât de repede se pot descărca condensatoarele și re-bascula porțile. În acest fel, secvența de comutare este determinată tot de constantele de timp. Întotdeauna va comuta mai întâi poarta cu constanta de timp cea mai mică.

Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 5 V și 15 V, dar, bineînțeles, trebuie să fie egală cu tensiunea de lucru a releelor. În afară de aceasta, tranzistoarele BC516 nu trebuie să comute mai mult de 400 mA, ceea ce are influență, de asemenea, asupra alegerii releului.

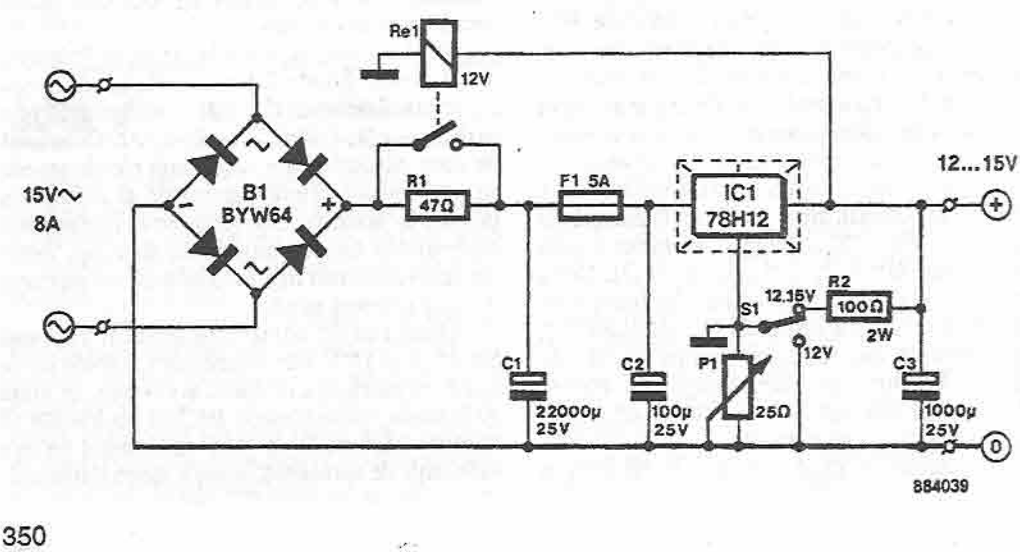


Valoarea de 200 mA este potrivită, pentru curentul de acționare a releului.

Valorile rezistențelor Ri și Ro pot fi cuprinse între 1 kΩ și 10 MΩ; cele ale condensatoarelor C1, C2,..., între 10 pF și 100 µF. Constantele de timp ce depășesc 1000 de secunde vor crea probleme, în practică, deoarece curentul de pierderi al condensatoarelor electrolitice devine comparabil cu valoarea curentului de încărcare.

Este recomandabil să alegeți constantele de timp astfel încât oricare două dintre constantele consecutive, să difere prin cel puțin 0,1 s.

269 *Temporizarea alimentării secundarului*



Montajul descris în acest paragraf ne permite să-i adăugăm unei surse de alimentare o protecție la scurtcircuit și o temporizare a intrării sale în funcțiune.

Prin sursele de alimentare cu condensator de stocare de mare capacitate, la punerea în funcțiune, se pot stabili curenți atât de mari încât intervin probleme deosebite, chiar și în primarul transformatorului de rețea.

Îndeosebi în cazul utilizării unui transformator de rețea toroidal, este posibil să fie necesară montarea în primar a unei siguranțe de valoare mai mare decât ar rezulta din calcule pentru o protecție obișnuită.

Curentul prin secundar este limitat de o rezistență, R1, montată în serie cu condensatorul de stocare, C1. La câteva secunde după conectare, R1 este scurtcircuitată de un contact al releului. Prin comparație cu varianta efectuării comutării în circuitul primar, această metodă prezintă avantajul că nu este necesară o sursă de alimentare separată pentru releu, și că acesta din urmă nu trebuie să comute tensiunea de 240 V a rețelei.

Modul de funcționare este destul de simplu. După punerea sub tensiune, C1 se încarcă încet, prin R1. După câteva secunde, tensiunea de ieșire a crescut suficient pentru ca releul să poată fi acționat, ceea ce determină excluderea lui R1.

Când ieșirea sursei este scurtcircuitată, tensiunea de ieșire scade până la un nivel la care Rel este dezactivat. Deoarece, astfel, R1 este din nou în circuit, curentul de scurtcircuit se limitează, iar regulatorul nu mai trebuie să limiteze (mai puțină disipație).

Comutatorul S1 ne permite să facem alegerea între o tensiune fixă de ieșire, de 12 V, și una variabilă, cuprinsă între 12 și 15 V.

La sarcini mari, se poate întâmpla ca, din cauza lui R1, tensiunea de ieșire să rămână prea scăzută pentru a mai putea acționa releul. Într-o astfel de situație, va fi nevoie să decuplăm sarcina respectivă de la sursă, pentru ca aceasta să poată intra în funcțiune.

Masa circuitului integrat se află într-un loc oarecum neobișnuit, pentru a permite ca IC1 să fie montat pe un radiator termic fără garnitură izolatoare (masa integratului este conectată la propria-i capsulă). Din acest motiv, nu este permis ca masa să fie folosită și pentru alte conexiuni de masă, externe.

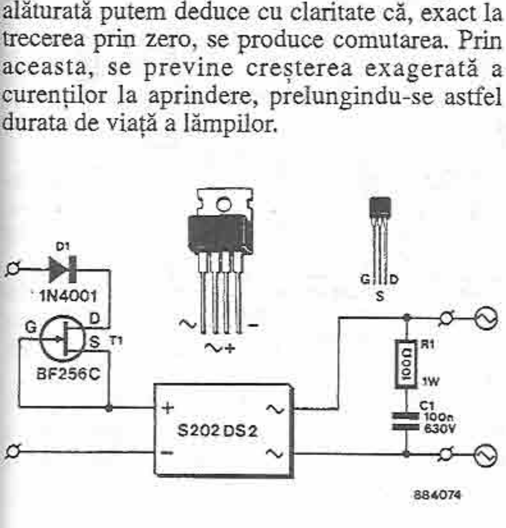
270 *Releu electronic cu un singur cip*

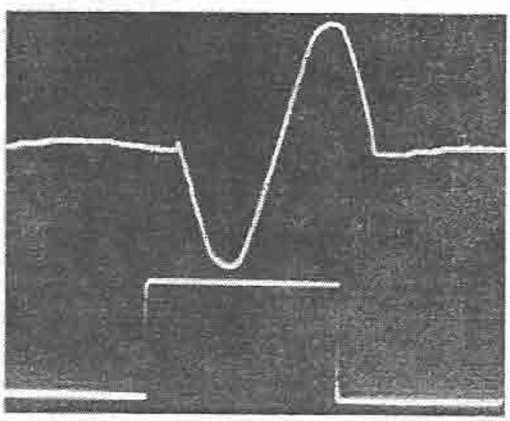
Releele electronice de putere redusă (de la 25 la 600 W) au fost lansate pe piață relativ recent, de firma Sharp. Aceste dispozitive de dimensiuni mici, compacte, realizează o comutare precisă la trecerile prin zero și produc separarea electrică cerută. Din fotografia alăturată putem deduce cu claritate că, exact la trecerea prin zero, se produce comutarea. Prin aceasta, se previne creșterea exagerată a curenților la aprindere, prelungindu-se astfel durata de viață a lămpilor.

Tensiunea de străpungere a secțiunii triacului e de 2 kV, iar distanța între pini este de 0,1 inci.

Releul necesită un curent de acționare de 10 mA la 1,4 V, dar, cu sarcini inductive, este nevoie cam de 25 mA.

Componentele suplimentare prezente în





schemă îl fac să fie un releu universal utilizabil. Dioda D1 previne distrugerea integratului în cazurile în care intrarea este conectată incorect. Tranzistorul T1 determină valoarea de exact 10 mA a curentului de declanșare. Rețeaua RC de la ieșire protejează triacul contra vârfurilor abrupte de tensiune.

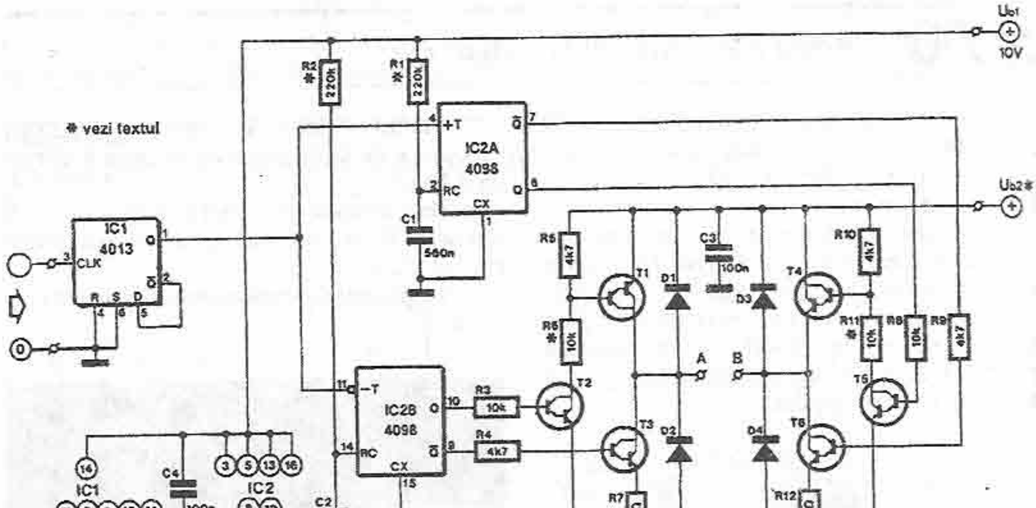
Utilizat fără radiator termic, circuitul integrat poate comuta curenți de maximum 1 A. În cazul comutării unor curenți mai mari, de maximum 3 A, va trebui folosit un radiator termic de 100 x 100 mm, cu grosimea de 2 mm.

271 Interfață DCF77 pentru ceasuri industriale

Acest montaj este o interfață care permite ca impulsurile de timp recepționate de la un emițător de timp standard, DCF77, să fie utilizate pentru a comanda și a sincroniza maximum trei ceasuri industriale, conectate în paralel.

Intrarea circuitului integrat IC1 este legată la ieșirea de timp standard, care este programată să furnizeze un impuls pe minut, sau un impuls pe secundă, în funcție de tipul de ceas folosit. Rezistențele R1 și R2 asigură că lungimea impulsurilor pentru secunde nu vor depăși 0,1 s. Când ceasul necesită impulsuri pentru minute, aceste rezistențe vor fi înlocuite cu unele de 4,7 MΩ. Consumul de curent al montajului este de aproximativ 10 mA, la o tensiune de alimentare de 10 V.

Comanda de tact necesită o sursă de tensiune separată, aleasă în funcție de caracteristicile tehnice ale ceasului utilizat (max. 60 V; majoritatea ceasurilor industriale folosesc punți conductoare pentru selectarea tensiunii de lucru). Când tensiunea de alimentare a ceasului depășește 25 V, R6 și R11 trebuie mărite în mod corespunzător – valoarea maximă a acestor rezistențe este de 33 kΩ. Alimentatorul pentru ceas trebuie să poată furniza circa 0,5 A.



272 Comutator senzorial, cu 9 canale

Acest montaj valorifică unele dintre caracteristicile tehnice ale circuitelor integrate CMOS, din seria 74HC. Spre deosebire de dispozitivele CMOS standard, cele din seria 74HC sunt compatibile TTL. Un alt avantaj îl reprezintă faptul că ele sunt mai puțin predispuse la oscilații.

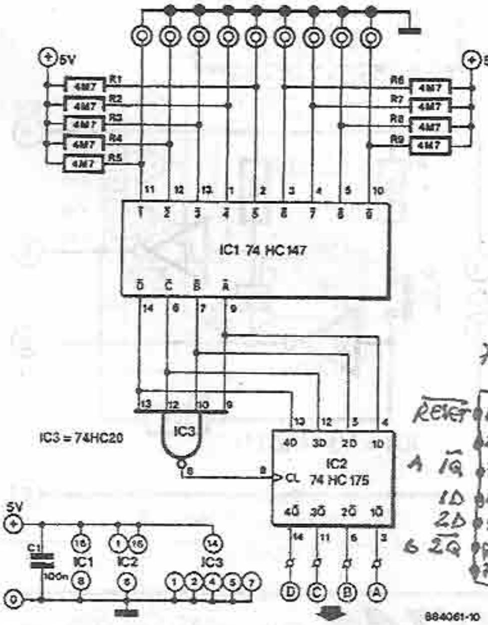
Comutatorul senzorial, cu 9 căi, este simplu de construit, fiind compus din numai 3 circuite integrate și câteva rezistențe. Circuitul integrat IC1 este un codificator cu prioritate de canal 10 la 4. Datorită impedanțelor mari de intrare, 74HC147 permite folosirea rezistențelor de 4,7 MΩ pentru crearea unui nivel logic „sus" la intrările de senzor. Când unul dintre aceștia este atins, rezistența rezultantă mică spre masa montajului face ca IC1 să citească un nivel logic L.

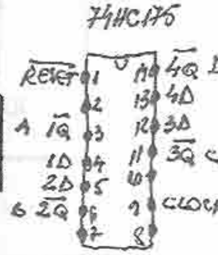
Dacă se ating mai mulți senzori simultan, codificatorul de prioritate livrează codul de 4 biți care corespunde senzorului cu numărul cel mai mare. În stare inactivă, toate ieșirile sunt în starea logică „1".

Codul de ieșire al codificatorului de proiritate este memorat în bistabilul IC2 – impulsul de încărcare este furnizat de poarta ȘI-NU, IC3.

În cazul în care nu este atins nici un senzor, IC3 livrează un nivel logic L, deoarece codul de intrare este „1111".

Când IC1 furnizează cel puțin un „0" logic, ieșirea porții ȘI-NU basculează, iar codul de 4 biți este stocat în IC2. Starea bistabilului nu se modifică până când codificatorul nu este readus în starea sa inactivă și se atinge unul dintre senzori.





273 Montaj de eliminare a vibrațiilor, cu două ieșiri

Într-un circuit digital, orice comutator sau tastă poate crea probleme, deoarece contactele mecanice vibrează, de câteva ori, înainte de a se închide.

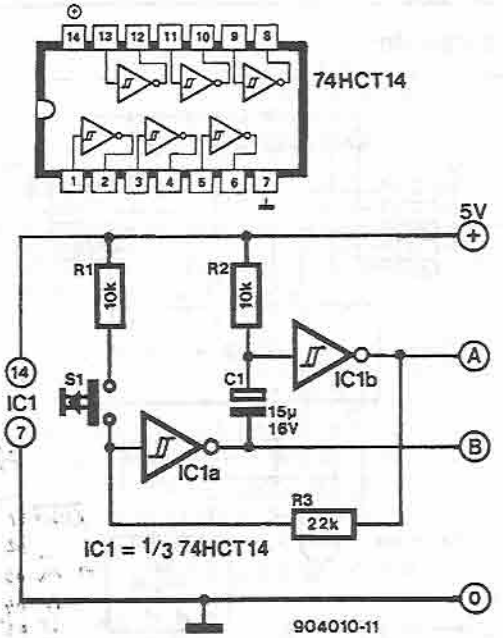
De obicei, această deficiență a contactului este înlăturată cu un bistabil RS, însă acest articol demonstrează că este o funcție pe care o poate îndeplini și un monostabil.

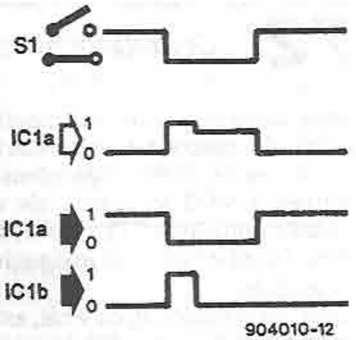
Cele două porți logice care apar în schema circuitului formează un monostabil cu o constantă de timp de 100 ms (timpul cât „vibrează" o tastă este de ordinul a 20 ms).

În regim de așteptare, intrarea inversorului IC1b se află la nivelul tensiunii de alimentare, astfel că ieșirea sa este în starea L. Prin R3, acest nivel L este transmis la intrarea lui IC1a. Ca urmare, ieșirea lui IC1a este în starea H, iar C1 nu este încărcat.

Cand se închide comutatorul S1, intrarea lui IC1a trece în starea H, deoarece R1 are o valoare mai mică decât R3. Atunci, starea ieșirii lui IC1a devine „0 " logic, și este transmisă imediat la intrarea lui IC1b, prin C1. Acest nivel L se menține, la intrare, pe o perioadă determinată de R2-C2. Orice vibrație a comutatorului, în acest interval de timp, este lipsită de efect, deoarece ieșirea lui IC1b, deci și intrarea lui IC1a, sunt în starea H.

Dacă butonul (sau tasta) este eliberat, acest lucru va fi sesizabil la ieșirea B, dar nu și la intrarea A, deoarece condensatorul C1 are nevoie de timp pentru a se descărca. Numai după





descărcarea lui, monostabilul poate fi declanșat din nou.

Este necesar ca porțile să fie de tip CMOS, de preferat din seriile HC sau HCT. Montajul lucrează cel mai bine cu inversoare trigger Schmitt, dar pot fi folosite și alte tipuri.

Curentul pe care montajul îl preia de la sursa de alimentare este neglijabil.

274 Comutator cu autorepetiție, fără vibrații

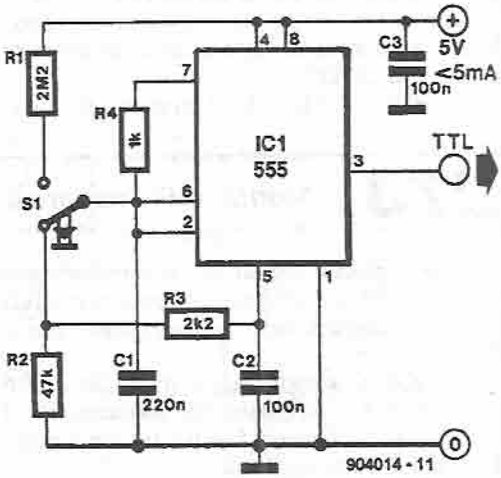
Adeseori, este necesar un comutator care să emită continuu impulsuri pe toată durata cât este apăsat. Montajul din figură folosește în acest scop binecunoscutul „555“. La ieșirea sa se obține un semnal compatibil TTL.

La pinul 5 al temporizatorului se regăsește 67% din tensiunea de alimentare, U_{CC}.

În regim de așteptare (comutatorul neapăsat), C1 se încarcă, prin R2 și R3, la o tensiune care este mai mică decât cea de la pinul 5 și, deci, mai mică decât tensiunea de basculare.

Când se apasă butonul, C1 se încarcă rapid, prin R1, până la tensiunea necesară basculării, după care temporizatorul emite un impuls. În același timp, condensatorul se descarcă din nou, prin R4.

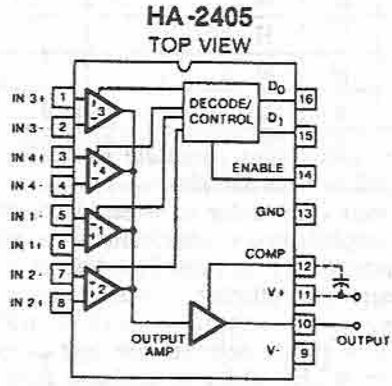
Câtă vreme comutatorul este menținut apăsat, montajul funcționează ca un circuit basculant astabil și produce impulsuri. Când este eliberat, condensatorul nu se mai poate încărca până la tensiunea de basculare.

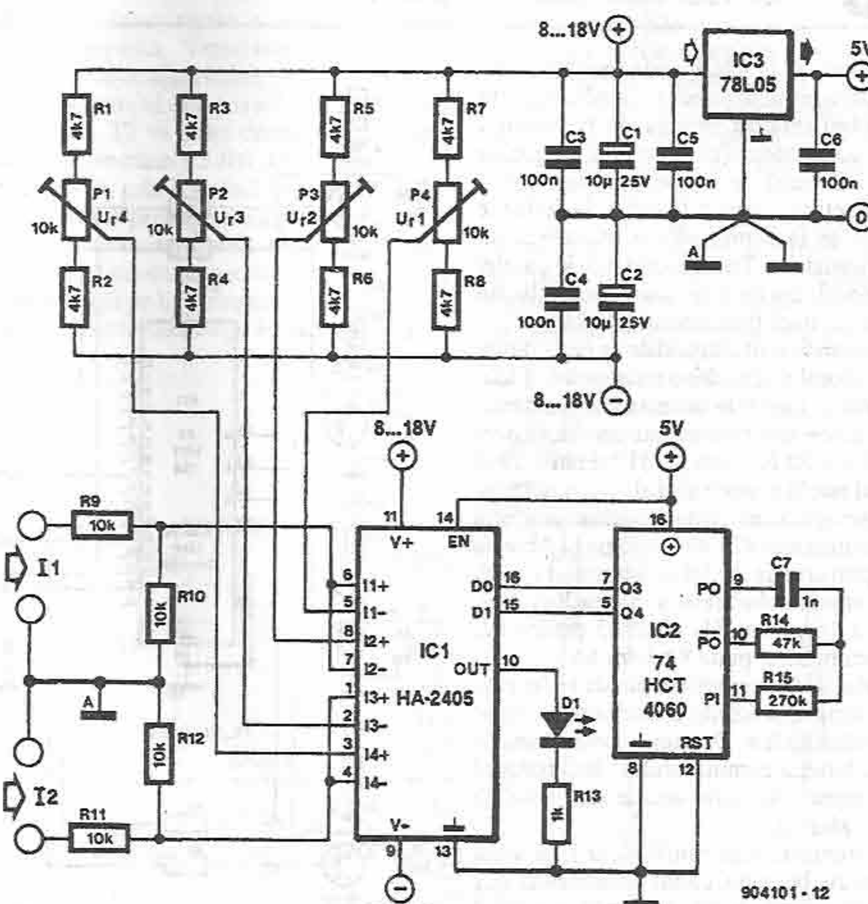


275 Comparator dublu cu fereastră

Montajul a fost creat cu scopul de a studia modul de funcționare al amplificatorului programabil HA-2405 produs de Harris Semiconductor. Structura internă a acestui interesant circuit integrat este aceea din fig. 1. Caracteristicile tehnice ale integratului sunt excelente: panta de 30 V/µs; produsul amplificare-bandă de 40 MHz; amplificarea de 150.000; curentul de offset de 5 nA; impedanțe de intrare de 30 MΩ.

În funcție de codul numeric aplicat intrărilor D1 și D2 (vezi tabelul), unul din cele patru canale din IC1 este selectat și conectat la amplificatorul de ieșire. IC2 este un oscilator/amplificator ale cărui ieșiri Q3 și Q4 sunt conectate la intrările D ale lui IC1. În acest fel, cele patru canale sunt





D1	D0	EN	CANALUL SELECTAT
L	L	H	1
L	H	H	2
H	L	H	3
H	H	H	4
x	x	L	nici unul

ciclate, adică sunt comutate succesiv, la o frecvență de circa 330 Hz.

Fiecare comparator cu fereastră constă din două amplificatoare operaționale de intrare conținute în IC1. Intrarea I1 folosește amplificatoarele operaționale 1 și 2 iar intrarea I2 folosește amplificatoarele 3 și 4. Intrările inversoare și cele neinversoare sunt conectate astfel încât LED-ul D1 să lumineze doar dacă sunt îndeplinite următoarele condiții:

1.

$U_{I1} > K1 \quad U_{r1}$ sau:

$U_{I1} < K1 \quad U_{r2}\ (U_{r1} > U_{r2})$

2.

$U_{I2} > K2 \quad U_{r3}$ sau:

$U_{I2} < K2 \quad U_{r4}\ (U_{r3} > U_{r4})$

Unde:

$K1 = (R10 + R9) / R10 = 2$

$K2 = (R12 + R11) / R12 = 2$

Tensiunile de referință, $U_{r1} \div U_{r4}$, pot fi stabilite la valori pozitive, cu ajutorul semireglabilelor P1 ÷ P4. Montajul funcționează alimentat de la surse simetrice, cu tensiuni cuprinse între ±8 V și ±18 V, și consumă un curent de câteva zeci de miliamperi.

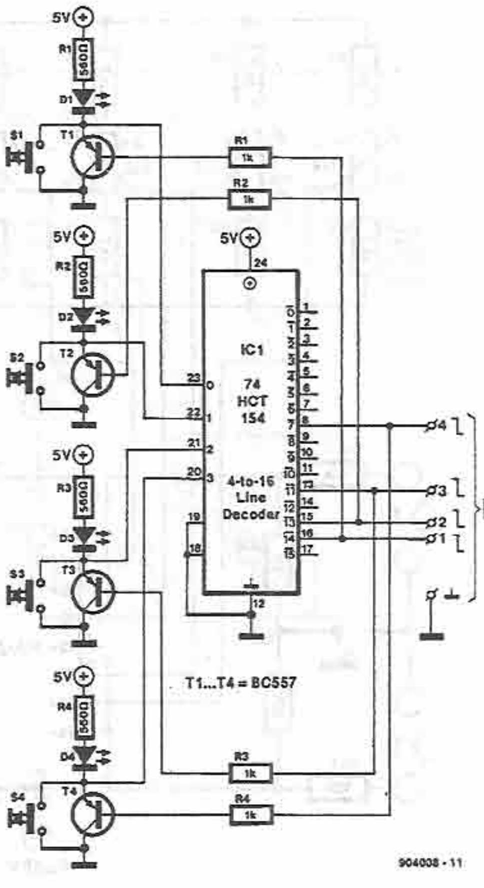
276 *Selector electronic cu 4 poziții*

Un decodor de la 4 la 16 este foarte potrivit pentru construirea unui selector simplu, cu patru poziții, având inclusă funcția de reducere a vibrațiilor comutatoarelor. Montajul, ingenios conceput, utilizează un număr mic de componente. Conectarea comutatoarelor la intrările decodorului se face prin câte o rezistență, un LED și un tranzistor. Tranzistorul este în paralel cu comutatorul, așa încât apăsarea butonului nu are efect decât dacă tranzistorul este blocat.

Tranzistoarele sunt comandate de patru dintre ieșirile decodorului prin câte o rezistență de 1 kΩ. În momentul în care este conectată alimentarea, nici unul dintre tranzistoare nu conduce, deci starea intrărilor lui IC1 este „1111" și pinul 17 al decodorului este în starea logică H. În această situație, dacă este apăsat unul dintre comutatoare, bitul respectiv de intrare în IC1 devine logic L. Aceasta modifică, prin urmare, codul de intrare, iar ieșirea asociată comutatorului trece în starea logică H, adică: pinul 16 pentru S1, pinul 15 pentru S2, pinul 13 pentru S3 și pinul 8 pentru S4.

Semnalul de la respectivul pin de ieșire este utilizat pentru a deschide tranzistorul asociat comutatorului închis. De aici înainte, tranzistorul preia funcția comutatorului, deci butonul poate fi eliberat. Această situație este indicată de LED-ul aferent.

Dacă, ulterior, mai este apăsat încă unul dintre celelalte butoane, codul de intrare în IC1 conține două zerouri. Acesta activează una dintre



ieșirile decodorului care nu prezintă reacție către tranzistoare. Ca urmare, tranzistorul ce se afla în conducție este blocat, ceea ce are ca rezultat schimbarea încă o dată a codului de intrare al decodorului, cu deosebirea că, de această dată, cel obținut este codul corect asociat comutatorului care este apăsat în acel moment. După aceea, ieșirea decodorului asociată butonului respectiv trece în starea H și deschide tranzistorul corespunzător, care preia funcția comutatorului.

Ieșirile montajului pot fi utilizate, eventual prin intermediul unui amplificator suplimentar, la acționarea a patru relee.

Curentul ce se stabilește prin circuit este determinat în primul rând de LED-uri: pentru valorile componentelor indicate în figură, montajul consumă aproximativ 10 mA.

277 *Siguranță electronică*

Acest montaj, realizat cu trei tranzistoare, blochează alimentarea de la baterie a unei sarcini, atunci când consumul de curent depășește o anumită limită. Siguranța poate fi resetată prin apăsarea unui buton (trebuie ca mai întâi, firește, să fie identificată și eliminată cauza acestei suprasarcini).

Modul de funcționare a montajului este simplu, însă ingenios. Tranzistorul serie T3 este conectat pe linia de alimentare, pe care o va bloca atunci când montajul este pus sub tensiune. Când este apăsat S1, T2 va primi curent de bază, prin divizorul de tensiune R5-R6. Ca urmare, T2 îl deschide pe T3, prin R3, deci LED-ul D1 se va aprinde, indicând prezenta tensiunii de ieșire. Cel de-al treilea tranzistor din montaj, T1, are joncțiunea bază-emitor conectată la rezistența R1, care este inserată pe linia negativă de alimentare.

De îndată ce tensiunea pe R1 atinge un nivel de aproximativ 0,6 V, T1 începe să conducă și, ca urmare, șuntează curentul în baza lui T2. Aceasta duce la blocarea lui T2 și T3 și la dispariția tensiunii de ieșire.

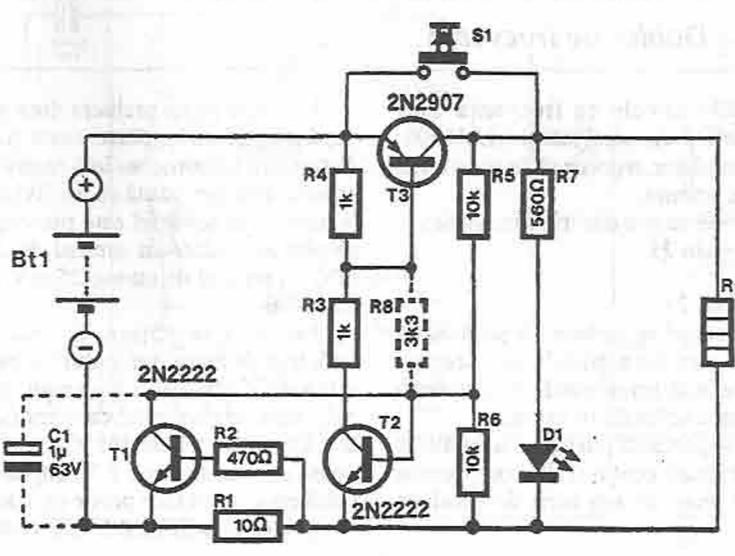
Dacă R1 = 10 Ω, montajul este acționat la un curent de ieșire de circa 60 mA. Alte niveluri de acționare mai pot fi obținute cu relația:

R1 = 0,6/I [Ω]

unde I va fi exprimat în amperi (A).

Tranzistorul serie utilizat în schema alăturată, un 2N2907, poate conduce curenți de maximum 200 mA. Dacă se estimează valori mai mari ale curentului, tranzistorul va trebui să fie înlocuit cu un alt tip, adecvat.

Când este montat R8, siguranța electronică nu va produce o blocare completă, în momentul apariției suprasarcinii. Aceasta va avea ca urmare o revenire treptată a tensiunii de ieșire, pe măsură ce curentul de ieșire se reduce. Dimensionarea



lui R8 se face în funcție de tensiunea de alimentare: la o alimentare de 5 V, este potrivită o valoare de 3,3 kΩ.

Când se adaugă C1, montajul se activează automat la conectarea alimentării. De remarcat, totuși, că prezența condensatorului prelungește timpul de răspuns al siguranței, care, în acest caz, nu mai acționează la vârfuri de curent.

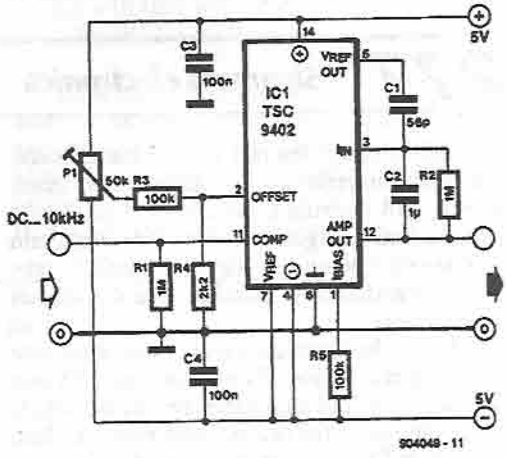
278 *Convertor frecvență-tensiune*

TSC9402, produs de Teledyne Semiconductor, este un circuit integrat versatil. El este capabil nu numai să convertească tensiunea în frecvență, ci și frecvența în tensiune. De aceea, este extrem de potrivit pentru utilizarea ca extensie, pentru un multimetru, în scopul măsurării frecvențelor.

În afara circuitului integrat, sunt necesare puține componente în plus. Pentru stabilirea centrului domeniului de măsură (sau a acelei părți din domeniu care este mai frecvent utilizată), este necesară stabilirea unui singur punct de calibrare. Tensiunea continuă de la ieșirea (pinul 12 – AMP OUT) proporțională cu frecvența, conține impulsuri de interferență la niveluri de maximum 0,7 V. Dacă acestea se dovedesc a avea vreun efect negativ asupra multimetrului, ele trebuie eliminate cu ajutorul unei simple rețele RC. Tensiunea de ieșire, U_0, se calculează cu formula:

$U_0 - U_{ref}x(C1 + 12\ pF)R2xf_{in}$ [V].

Deoarece valoarea capacității interne are, deseori, valori mai mari decât cea de 12 pF luată aici în calcul, formula nu oferă o valoare



absolută. Montajul are un domeniu de frecvență începând din curent continuu și până la 10 kHz.

La 10 kHz, din formulă va rezulta o valoare de 3,4 V. Curentul care circulă prin montaj nu depășește 1 mA.

279 *Dublor de frecvență*

Adeseori, este nevoie ca frecvența unui semnal să fie dublată: circuitul integrat LM1496, modulator/demodulator, reprezintă, în acest sens, o bază ideală de pornire.

După cum bine se știe din trigonometrie:

$2\sin x \cdot \cos x = \sin 2x$

și

$\sin^2 x = 1 - \cos 2x$

Din aceste ecuații se deduce că produsul a două semnale pur sinusoidale de aceeași frecvență, reprezintă un semnal cu frecvență dublă față de cea a semnalului inițial.

Este foarte importantă puritatea semnalelor inițiale: semnalele care conțin și alte componente pot da naștere unei întregi serii de produse nedorite.

LM1496 poate prelucra doar semnale ce nu depășesc 25 mV: peste acest nivel, intervin distorsiuni importante. Iată motivul pentru care schema este prevăzută cu un divizor de tensiune la intrare. În acest fel este posibil, de exemplu, să obținem, dintr-un semnal de intrare de 500 mV, un semnal de numai 25 mV, la intrarea lui LM1496.

Pentru a se obține, la ieșire, un semnal suficient de mare, semnalul de ieșire al lui IC1 este amplificat de IC2 (un amplificator operațional), care este conectat ca amplificator neinversor. Deoarece ieșirea lui IC1 conține o componentă de c.c. de circa 8 V, cuplarea dintre cele două etaje se va face printr-un condensator, C4.

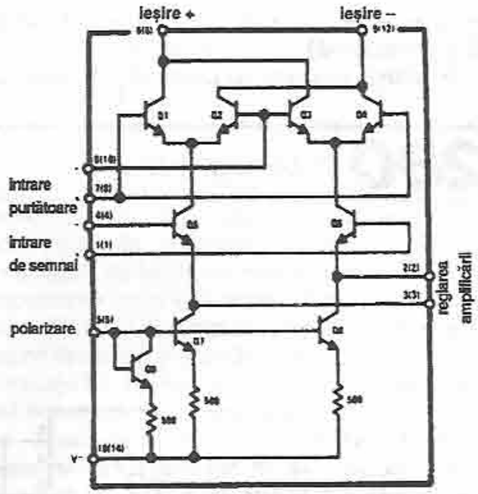
Pentru valorile lui R15 și R16 date în schemă,

IC2 realizează o amplificare egală cu 16 (24 dB). Amplificarea generală a montajului depinde de nivelul semnalului de intrare: dacă la intrare avem 1,2 V, amplificarea este unitară; când intrarea scade la 0,1 V, amplificarea va fi doar 0,1.

Rezistenţele de intrare au fost dimensionate la 680 Ω: cu aceste valori, obţinem un compromis acceptabil între cerinţele de impedanţă mare la intrare şi cele de nivel de zgomot scăzut.

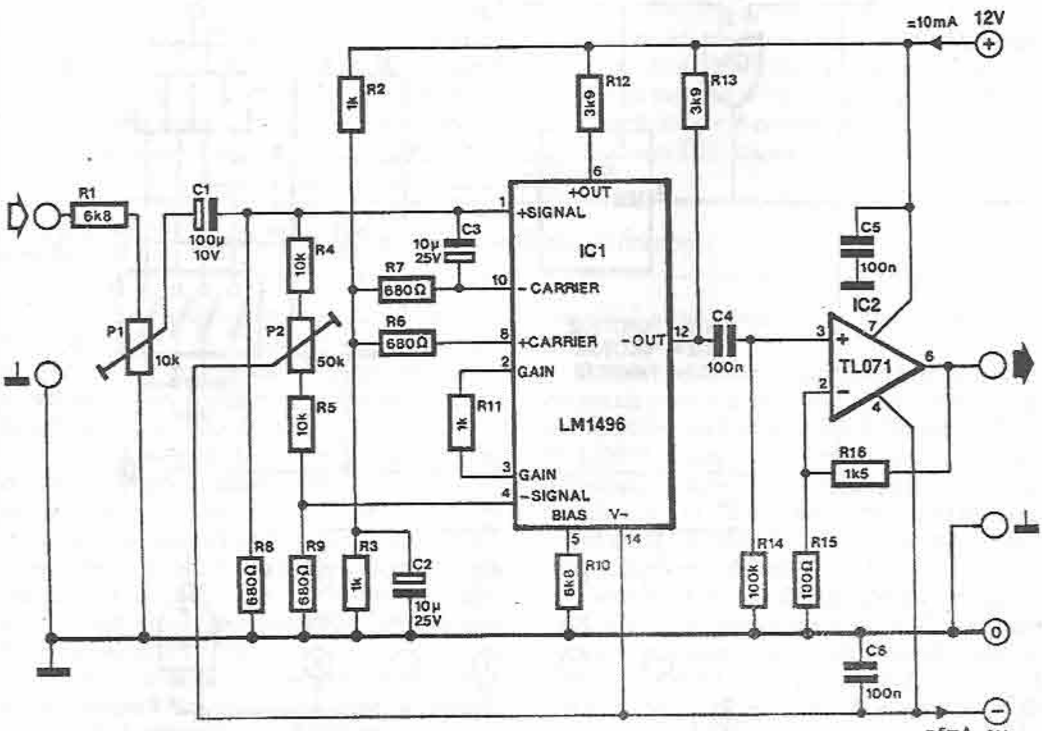
Pentru a asigura o bună suprimare, la ieşire, a semnalului de intrare, este esenţial ca tensiunile la pinii 1 şi 4 ai lui IC1 să fie făcute perfect identice cu cele de la bornele lui P1. Cu ajutorul unui analizor spectral, este posibilă eliminarea frecvenţei fundamentale (de intrare) cu 60 ÷ 70 dB.

Semnalul de ieşire de la pinul 12 este distorsionat cu uşurinţă deoarece, de fapt, circuitul integrat utilizat nu a fost proiectat pentru acest gen de funcţiune. Distorsiunile vor fi în funcţie de nivelul semnalului de intrare. La o frecvenţă de 1 kHz şi un nivel de intrare de 100 mV, distorsiunile sunt de aproximativ 0,6%; dacă mărim nivelul de intrare la 500 mV, distorsiunile cresc până la 2,3%, iar când nivelul de intrare este de 1 V, distorsiunile vor fi 6%. În aceste condiţii, raportul semnal/zgomot variază între 60 dB şi 80 dB.



Prin montaj circulă un curent de 10 mA pe ramura de alimentare pozitivă şi 5 mA pe cea negativă.

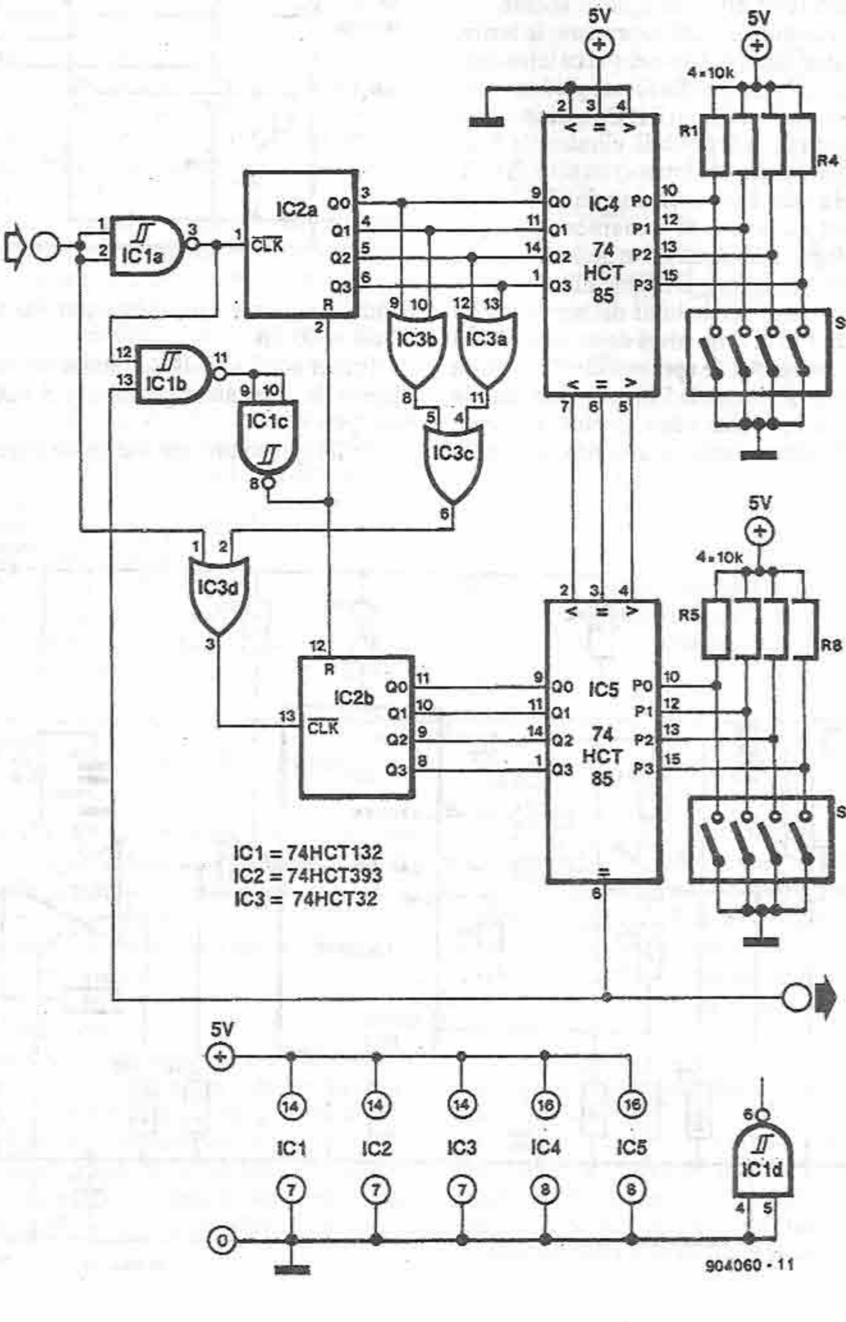
Defazajul dintre semnalele de intrare şi de



ieșire este de aproximativ 45° (ieșirile sunt defazate în urmă).

În sfârșit, deși ieșirea normală este luată de la pinul 12, mai există o ieșire similară, însă defazată cu 180° (în raport cu cea de la pinul 12), disponibilă la pinul 6.

280 *Divizor variabil*



Divizorul are drept componente de bază un numărător dublu, hexazecimal, tip 74HCT393, și două comparatoare 74HCT85, pe 4 biți. Coeficientul de divizare poate fi reglat între 2 și 256, prin intermediul a două comutatoare-rozetă hexazecimale.

Semnalul ce urmează a fi divizat este aplicat la intrarea de tact a primului numărător, IC2a, prin intermediul lui IC1a. Ieșirile numărătorului sunt comparate, de IC4, cu numărul fixat de primul comutator rotativ. Când datele de la intrările Q și cele de la intrările P sunt identice, starea ieșirii „=" a lui IC4 devine logic H, cu condiția ca intrarea „=" (pinul 3) să fie în starea H, ceea ce, în cazul de față, este permanent valabil.

Ieșirea „=" a lui IC4 (pinul 6) este legată la intrarea „=" a lui IC5, astfel că ieșirea comparatorului acestui CI poate fi în starea H numai atunci când datele de la intrările lui IC4 sunt identice. Prin intermediul porților SAU conținute în IC3, semnalul de intrare este combinat cu ieșirile lui IC2a, într-un fel ce permite ca al doilea numărător, IC2b, să primească un impuls de tact atunci când IC2a a terminat de numărat până la 16 (și, ca urmare, a revenit la zero).

Circuitul integrat IC5 compară conținutul lui IC2b cu numărul fixat de cel de-al doilea comutator rotativ. Numai în cazul în care ambele comparatoare au intrări identice, adică atunci când conținutul numărătoarelor corespunde cu pozițiile celor două comutatoare, va apărea un „1" la pinul 6 al lui IC5.

Apoi, numărătoarele sunt resetate, prin IC1b și IC1c, după care numărarea și compararea pot începe de la capăt.

Când pinul 6 al lui IC5 se află în starea logică H, semnalul de la ieșirea divizorului este un impuls pozitiv, a cărui durată este egală cu semiperioada semnalului de intrare, independent de coeficientul de divizare prestabilit. Ca urmare, semnalul de ieșire nu este simetric. Dacă este necesară simetria, la ieșire ar trebui adăugat un bistabil tip D. În acest caz, ieșirea divizorului ar servi drept tact pentru bistabil (ieșirea legată la intrarea D). Nu scăpați din vedere, totuși, faptul că bistabilul divide semnalul cu 2.

Dacă, după ce numărătoarele au fost resetate, semnalul de intrare devine „0 ", ar fi de așteptat ca al doilea numărător să fie, imediat, setat la „1". Acest fapt este, însă, împiedicat de secțiunea de „reset", încă activă.

Poziția maximă a numărătorului este 256, și ea va fi atinsă atunci când ambele comutatoare sunt reglate pe „0". În acest caz, ambele numărătoare își vor parcurge întreg domeniul.

Divizorul poate fi extins prin adăugarea unuia sau mai multor etaje constând dintr-un numărător, un comparator și un comutator rotativ și prin conectarea acestuia (acestora) la numărătorul precedent, prin intermediul a patru porți SAU. Evident că, întotdeauna, semnalul de reset trebuie să provină de la ultimul dintre etaje.

Comutatoarele-rozetă pot fi înlocuite cu comutatoare DIL standard.

281 *Emițător de telecomandă în infraroșu*

Schema montajului arată că circuitul integrat MV500, produs de Plessey Semiconductors, necesită puține componente în plus, pentru a se putea realiza un emițător în infraroșu, necesar în aplicațiile de telecomandă.

Circuitul integrat MV500 conține un decodor cu 8 x 4 linii, pentru maximum 32 de taste, și un etaj emițător, care lucrează în sistem PPM (cu modularea impulsurilor în fază). Oscilatorului intern i se poate asocia cu ușurință un rezonator ceramic, de 455 kHz, destul de ieftin. Frecvența de tact efectivă nu este critică, și poate fi cuprinsă între 400 kHz și 1 MHz.

MV500 poate lucra cu tensiuni de alimentare cuprinse între 3 V și 9 V. Deoarece se pot procura cu ușurință carcase din ABS prevăzute cu compartiment pentru bateria de 9 V (tip PP3), montajul a fost proiectat pentru a lucra cu o alimentare de 9 V.

Pentru a se obține randamentul maxim posibil pentru un circuit de infraroșu alimentat la 9 V, s-au folosit trei diode cu emisie în infraroșu (IRED), tip LD271, conectate în serie și având montate reflectoare. Curentul prin diode este modulat în impulsuri de T1, la comanda semnalului de ieșire furnizat de MV500. Curentul prin diode este limitat de o rezistență de 10 Ω, R2.

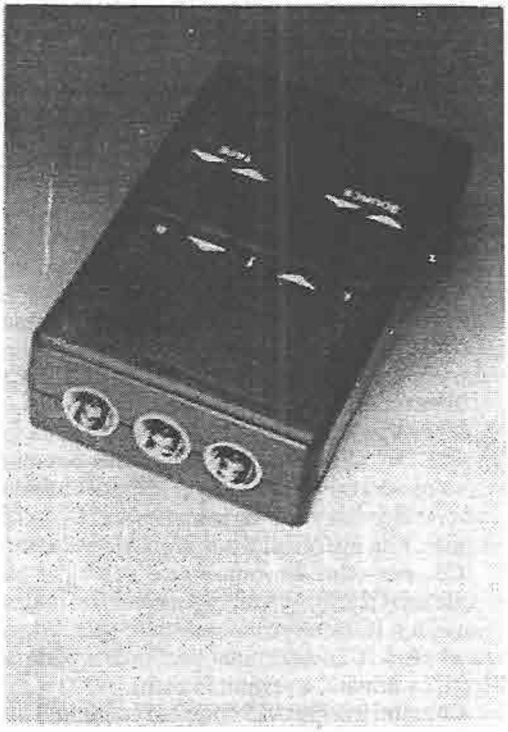
Deoarece curentul de vârf pentru o diodă cu emisie în infraroșu e de circa 400 mA, este necesară prezența unui tampon, reprezentat de condensatorul C2. De remarcat, totuși, că factorul de umplere redus al impulsurilor de curent ale diodelor are drept consecință o încărcare efectivă a bateriei de numai 1,4 ÷ 1,8 mA.

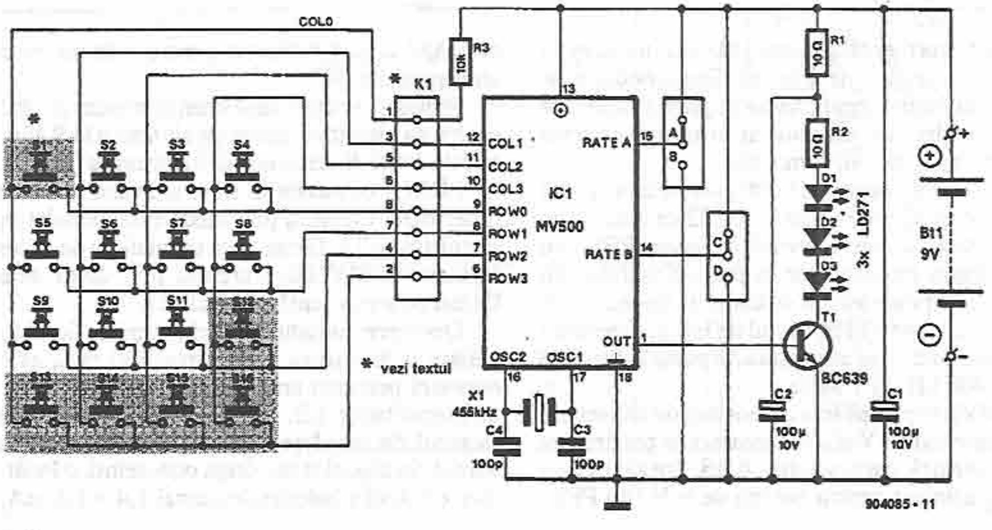
Intrări selecţie viteză		Valoarea vitezei (perioade de tact)
B	A	
0	0	Ieşire inhibată
0	1	2048
1	0	1024
1	1	512

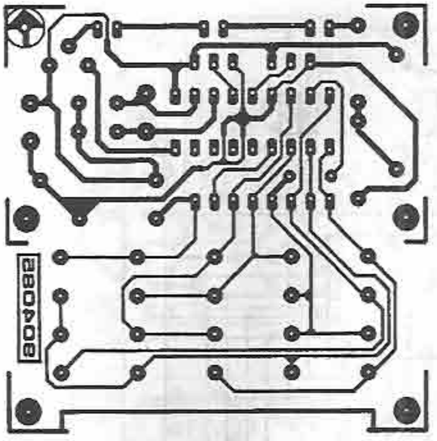
Dacă nu se apasă nici o tastă, MV500 se autocomută în starea de aşteptare (sleep), în care consumul de curent este neglijabil. Integratul devine activ numai atunci când se apasă o tastă, acţiune căreia îi răspunde prin emiterea codului asociat. Intrările de selecţie viteză (pinii 14 şi 15) permit obţinerea a trei viteze diferite de emisie a datelor, care pot fi programate aşa cum rezultă din tabelul alăturat. Viteza dorită este fixată cu ajutorul punţilor conductoare A, B, C şi D (A şi C pentru „1", B şi D pentru „0").

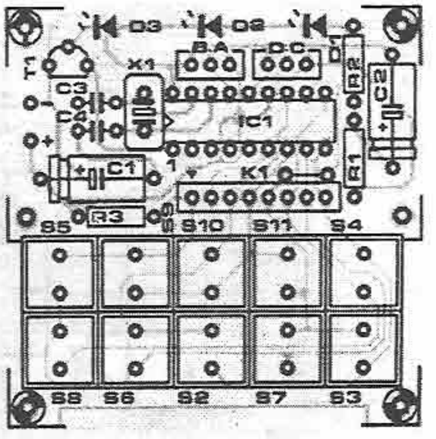
Pentru tastatură există mai multe variante posibile. Placa de circuit imprimat permite prezenţa a zece butoane tip tastă, însă, la fel de bine, zona respectivă poate fi complet îndepărtată şi funcţia ei înlocuită printr-o tastatură separată, cu 16 taste, de tip „cu membrană", conectată prin intermediul lui K1. Legăturile se vor face conform configuraţiei matriceale a unei tastaturi Molex. Pentru alte funcţiuni (alocări) ale tastaturii, conexiunile conductoarelor vor fi modificate corespunzător.

Varianta cu zece taste a emiţătorului a fost dezvoltată, pentru cazul particular al unui preamplificator CMOS, în numerele din decembrie 1989 şi ianuarie 1990 ale revistei *Elektor Electronics*.









Listă de componente

Rezistențe:
R1, R2 = 10 Ω
R3 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 μF / 10 V
C3, C4 = 100 pF (S2 ÷ S11)*

Semiconductoare:
D1, D2, D3 = LD271 cu reflector
T1 = BC639
IC1 = MV500*

Diverse:
X1 = rezonator ceramic 455 kHz*
K1 = conector Molex 7583-08, pentru cablu panglică
S1 ÷ S16 = comutatoare tip tastă, de exemplu: Monacor/Monarch MS-660/SW sau tastatură tip membrană
baterie PP3 de 9 V cu clemă de conectare
Carcasă standardizată, cu compartiment pentru baterie, dimensiuni aproximative: 100 x 60 x 25 mm
* C-I Electronics, P.O. Box 22089, 6360 AB Nuth, Holland. Fax: +31 45 241877.

282 *Receptor în infraroșu*

Montajul receptor în infraroșu constă din trei secțiuni:

– un etaj de intrare conținând senzorul de infraroșu D1 și preamplificatorul IC1;

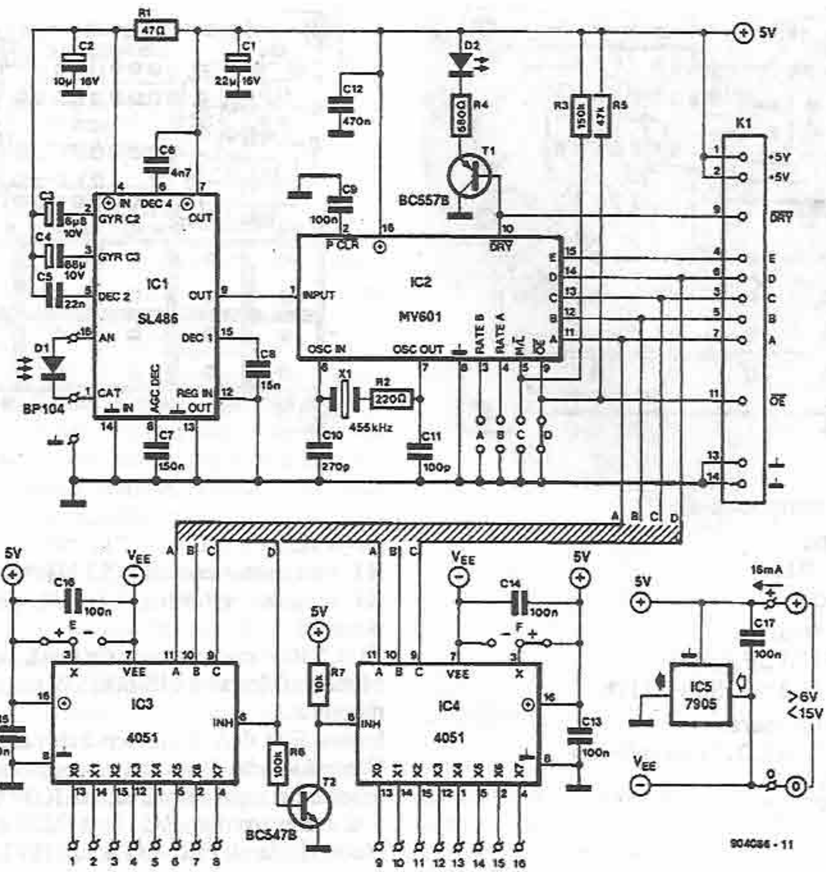
– un receptor/decodor de telecomandă, tip MV601;

– un circuit de conversie a nivelului pentru semnalele de ieșire.

Semnalele de infraroșu recepționate de D1 sunt aplicate unui amplificator tip SL486, cu amplificare mare, care are inclus și un circuit AGC (control automat al amplificării). Semnalul de ieșire livrat de IC1 este furnizat direct intrării lui MV601. Acesta din urmă convertește semnalul PPM (modulat în fază) într-un cuvânt de date de 5 biți, însoțit de câte un semnal „data ready" (date complete) și „output enable" (validarea ieșirii). Aceste semnale, în combinație cu modurile „momentary" sau „latched" ale lui MV601 (selectate cu ajutorul conectorului C) permit o conectare simplă la un circuit cu microprocesor.

Oscilatorul de tact din MV601 trebuie să lucreze la aceeași frecvență ca și emițătorul, cu o deviație maxim admisibilă de 4%. Rezistența R2 împiedică oscilatorului intern pe frecvențele armonice produse de unele tipuri de rezonatoare ceramice. Intrările RATE ale lui MV601 trebuie să aibă aceeași configurație logică pe care o au cele ale cipului emițător. Un nivel ridicat (logic „1") este obținut prin simpla lăsare în gol a respectivei intrări (jumperele A și B pentru frecvența de date A și, respectiv, frecvența de date B).

Remarcabila imunitate la zgomot a sistemului de telecomandă în infraroșu este asigurată



de faptul că MV601 nu livrează nici un cuvânt de ieșire până când nu au fost decodate două coduri PPM identice. Recepționarea unui cuvânt de date este semnalată de LED-ul D2.

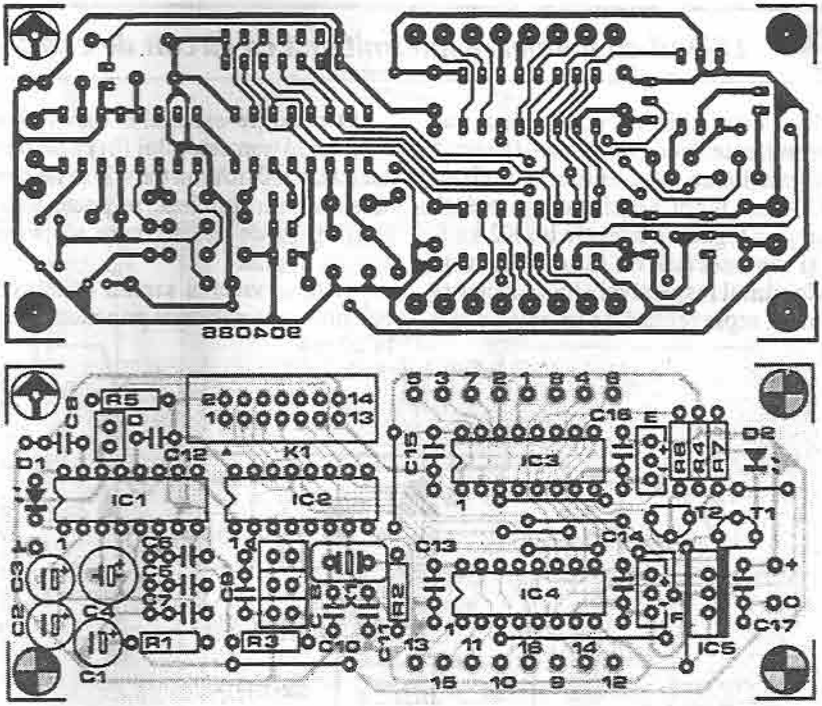
Deoarece majoritatea circuitelor de interfațare cu microprocesor lucrează cu niveluri de semnal de 5 V, pe placa receptorului este prevăzut un convertor de nivel. Această funcție este îndeplinită de două multiplexoare analogice tip CD4051. Terminalele V_{EE} ale acestor circuite integrate pot fi conectate la o tensiune de alimentare negativă. Punțile conectoare E și F permit ca ieșirile lui IC3 și IC4 să furnizeze fie semnale active în L, fie semnale active în H. Cele 16 borne de ieșire ale ambelor integrate corespund numărului maxim de taste ale unei tastaturi de tip membrană, așa cum se folosește pe partea de emisie. Jumperul D trebuie montat în cazul în care se utilizează convertoare de nivel.

Prezența stabilizatorului de tensiune IC5, de pe partea de alimentare, este necesară atunci când tensiunea de alimentare e de 6 V sau mai mare; tensiunea maximă de intrare poate fi de 15 V.

Ieșirile convertoarelor de nivel vor fi conectate la preamplificatorul CMOS, sau la intrările de control ale acelor echipamente care au un sistem electronic de comandă similar.

Nu scăpați din vedere faptul că ieșirea X0 a multiplexorului IC3 (pinul 13) este activată atunci când nu se recepționează nici un semnal. Acesta este motivul pentru care S1 nu este folosit, pe partea de emițător.

Dimensiunile cablajului imprimat necesar receptorului au fost menținute cât mai mici posi-bil, pentru a permite montarea lui cu ușurință în echipamentul existent. În regim de așteptare, curentul prin receptor este de aproximativ 16 mA.



Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 47 Ω
R2 = 220 Ω
R3 = 150 kΩ
R4 = 560 Ω
R5 = 47 kΩ
R6 = 100 kΩ
R7 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1 = 22 µF / 16 V tantal
C2 = 10 µF / 16 V tantal
C3 = 6 µF / 10 V
C4 = 68 µF / 10 V cu terminale pentru implantare
C5 = 22 nF
C6 = 4,7 nF cu terminale pentru implantare
C7 = 150 nF
C8 = 15 nF
C9, C13 ÷ C17 = 100 nF
C10 = 270 pF
C11 = 100 pF
C12 = 470 nF

Semiconductoare:
D1 = BP104
D2 = LED
T1 = BC557B
T2 = BC547B
IC1 = SL486*
IC2 = MV601*
IC3;IC4 = 4051
IC5 = 7905

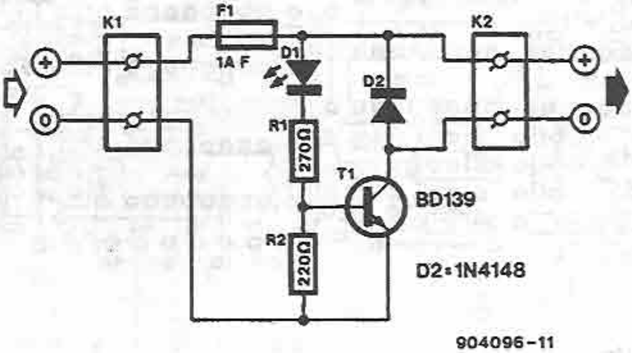
Diverse:
X1 = rezonator ceramic
K1 = conector pentru montare pe cablaj, 14 pini
Cablaj imprimat tip 904085/4086
* C-I Electronics, P.O. Box 22089, 6360 AB Nuth, Holland. Fax: +31 45 241877.

283 LED-ul cu iluminare intermitentă ca circuit de comandă

LED-ul cu dispozitiv de comandă a iluminării intermitente încorporat este conectat în serie cu joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T1. Acest lucru are drept consecință faptul că sarcina legată la bornele lui K2 va fi conectată și deconectată de la tensiunea de alimentare în ritmul respectivei clipiri. Această sarcină poate fi reprezentată de un releu sau o lampă.

O condiție esențială: curentul maxim de colector al tranzistorului (în cazul unui BD139, acesta de 750 mA) nu trebuie să fie depășit. Dacă acesta este insuficient, se poate utiliza un etaj Darlington de putere, care să permită câțiva amperi în plus.

În lipsa vreunei sarcini conectate la ieșire, curentul ce se stabilește prin montaj poate ajunge la 20 mA.



284 Afișaj pentru coduri

Afișajul pentru coduri are menirea de a ajuta la obținerea unei indicații rapide asupra datelor disponibile dintr-un EPROM, de exemplu.

El permite citirea a maximum 13 biți.

EPROM-ul va fi folosit pentru prezentarea datelor aplicației ca indicație decimală sau hexazecimală. Conținutul EPROM-ului este cel din listingul alăturat.

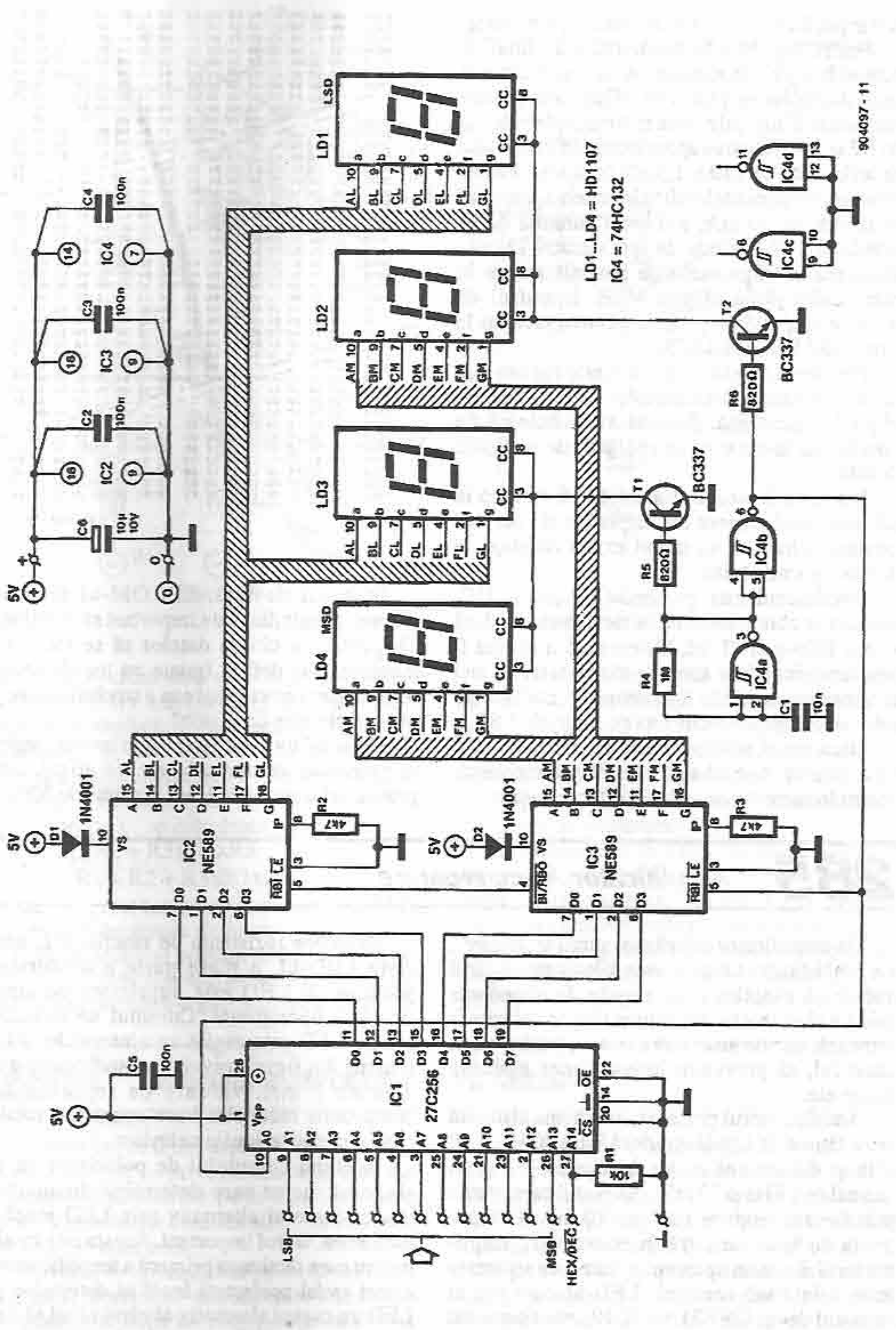
Afișajul va permite citiri de la 0000 la 8191 sau de la 0000 la 1FFF, inclusiv. Este posibil, evident, să fie folosit și un cod diferit. În plus, prin utilizarea unui conector pentru funcția de text și prin înlocuirea EPROM-ului, se poate adapta funcția circuitului prezentat. O altă variantă posibilă o reprezintă folosirea unor EPROM-uri mai mari, care, prin comutarea liniilor de adresă MSB, va determina imediat disponibilitatea mai multor coduri.

Ieșirea de date a EPROM-ului are rolul de a furniza date celor două decodoare/drivere ale afișajului.

Această configurație face posibil controlul a două afișaje simultan. De exemplu, patru afișaje pot fi comandate cu doar un singur oscilator și un inversor.

Conținutul EPROM-ului constă din doi octeți pentru fiecare cuvânt de 13 biți. Primul este un octet LSB cu o tetradă pentru afișajul LSB și o tetradă pentru cel de-al doilea afișaj. Cel de-al doilea este un octet MSB care conține o tetradă pentru afișajul MSB și o tetradă pentru cel de-al treilea afișaj.

Următoarele două adrese succesive sunt utilizate de schimbarea continuă a lui A0. Configurația a fost stabilită astfel, atunci când A0 = 0, afișajul MSB și cel de-al treilea afișaj sunt comandate, iar când A0 = 1, afișajele al doilea și LSB sunt comandate. În această situație,


LD1...LD4 = HD1107
IC4 = 74HC132
904097 - 11

datele pot fi citite, în mod convenabil, din listing.

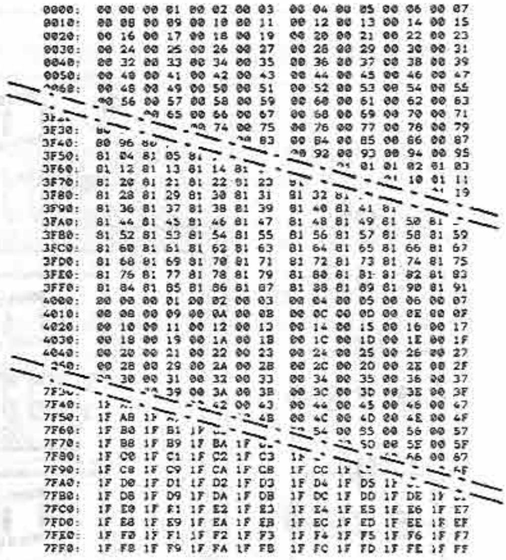
Pentru a reduce la minimum consumul de putere, în sursa de alimentare au fost incluse și două diode, în secțiunea de afișaj. Intensitatea luminoasă a afișajului este în funcție de valorile lui R2 și R3. Valoarea aproximativă a curentului de ieșire este de 120 x 1,3/R2 (sau R3). Pentru valorile componentelor date în schemă, curentul va fi cam de 30 mA, așa încât curentul ce va circula prin afișaje este de aproximativ 15 mA. Stingerea în impulsuri este posibilă numai în cazul celor două afișaje MSB. Impulsul de stingere este activat prin conectarea tactului la terminalul RBI al lui IC3.

Frecvența oscilatorului IC4 este reglată la o valoare imediat superioară celei la care pâlpâirea afișajelor încetează. Aceasta nu trebuie să fie prea înaltă, în caz contrar apărând riscul afișării dedublate.

Montajul lucrează alimentat la 5 V; dacă la echipamentul aferent nu dispunem de această tensiune, circuitul va trebui extins cu etaje de deplasare a nivelului.

Oscilatorul este proiectat cu cipuri HC, pentru a se obține semnale de tact simetrice; dacă s-ar fi folosit HCT-uri, histerezisul n-ar mai fi fost simetric față de sursa de alimentare. De aici ar fi rezultat intensități luminoase diferite în cazul celor două afișaje MSB față de afișajele LSB.

Dacă, totuși, se folosesc circuite integrate HCT, va fi necesar să se adauge o diodă și o rezistență, pentru formarea unui semnal de tact simetric.



904097-12

În cazul de față, EPROM-ul formează intrarea circuitului. Este important să menționăm că, pentru ca citirea datelor să se facă la un moment bine definit (poate cu un element de recunoaștere a octetului sau a cuvântului) se pot adăuga circuite tip „latch".

Curentul total care trece prin montaj depinde în principal de controlerele de afișaj, iar la prototip el a atins o valoare maximă de 500 mA.

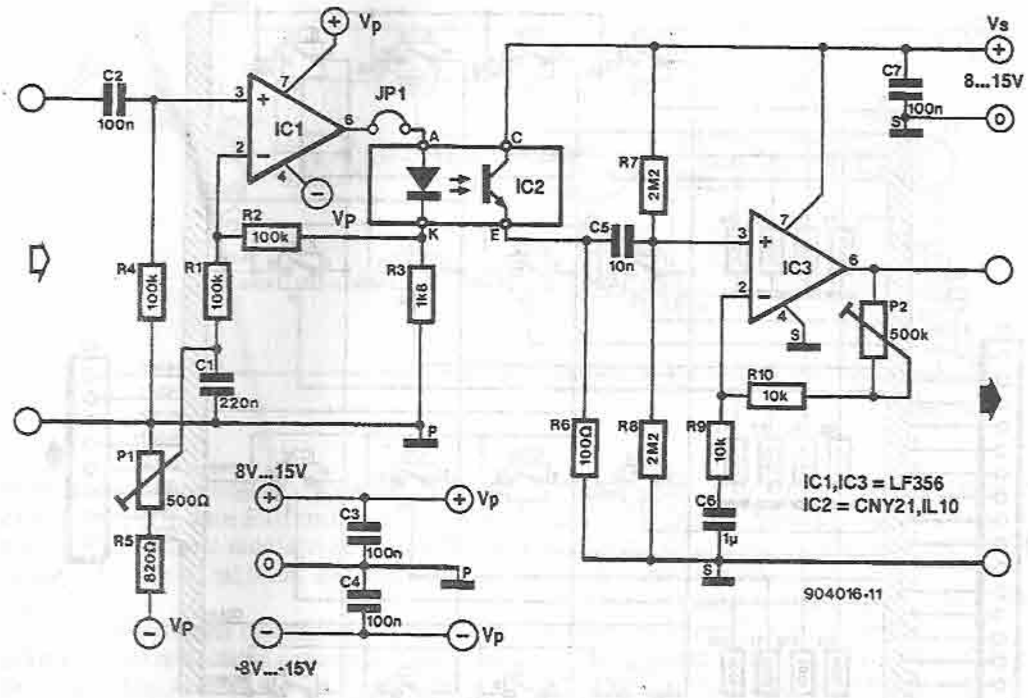
285 Amplificator AF cu separare

Un amplificator cuizolație, numit și „buffer", sau amplificator tampon, este folosit atunci când trebuie să adaptăm două puncte de impedanțe diferite și să izolăm un anume etaj de cel care îi urmează, într-un sistem în cascadă, pentru ca, în acest fel, să prevenim interacțiunea nedorită dintre ele.

Amplificatorul prezentat în schema alăturată are o lățime de bandă cuprinsă între 40 Hz și 40 kHz și distorsiuni ce nu depășesc 1%, la un semnal de 1 kHz și 70 mV_{ef}. Curentul care circulă prin fiecare secțiune este sub 10 mA. Componenta de bază ce intră în construcția amplificatorului este un optocuplor, care face separarea între cele două secțiuni. LED-ul conținut în cuplorul de tip CNY21 sau IL10, este comandat de amplificatorul operațional IC1 – un LF356.

Deoarece rezistența de reacție, R2, urmărește LED-ul, o mare parte a dostorsiunii produse de LED este suprimată de amplificatorul operațional. Curentul de polarizare pentru LED este reglat cu ajutorul lui P1. În schema din figură, nivelul acestui curent a fost ales de 1 mA, valoare ce reprezintă un compromis rezonabil între consumul total de curent și distorsiunile neliniare.

Reglajul curentului de polarizare nu este singurul factor care determină distorsiunile totale: curentul alternativ prin LED joacă, de asemenea, un rol important. Acesta este motivul pentru care secțiunea primară a amplificatorului a fost astfel proiectată încât să determine prin LED un curent alternativ al cărui nivel să fie de aproximativ 10% din cel al curentului de



polarizare, în cazul unui nivel al semnalului de 70 mV_{ef} (100 mV amplitudine). Dacă nivelul de intrare este depășit, distorsiunile cresc în mod semnificativ și, ca urmare, devine necesar să se limiteze nivelul de intrare la valoarea stabilită.

Curentul continuu și cel alternativ prin LED, I_L și, respectiv i_L, se calculează cu relația:

$I_L = U_{P1}(R2 + R3)/R1xR3$

$i_L = u_i(R1 + R2 + R3)/R1xR3$

unde U_{P1} este tensiunea la cursorul lui P1 iar u_i reprezintă tensiunea de intrare.

Reglajul secțiunii primare se face prin fixarea lui P1 în poziția în care se citește valoarea de 1 mA la un miliampermetru conectat în locul lui JP1.

Semnalul recepționat de fototranzistorul inclus în optocuplor este amplificat de cel de-al doilea circuit LF356, a cărui amplificare va fi stabilită prin reglajul lui P2. După stabilirea curentului prin LED, acest semireglabil poate fi reglat pentru a asigura o amplificare unitară a întregului amplificator.

Montajul are nevoie de două surse de alimentare complet separate, ceea ce înseamnă două transformatoare, sau un singur transformator cu două bobinaje secundare separate.

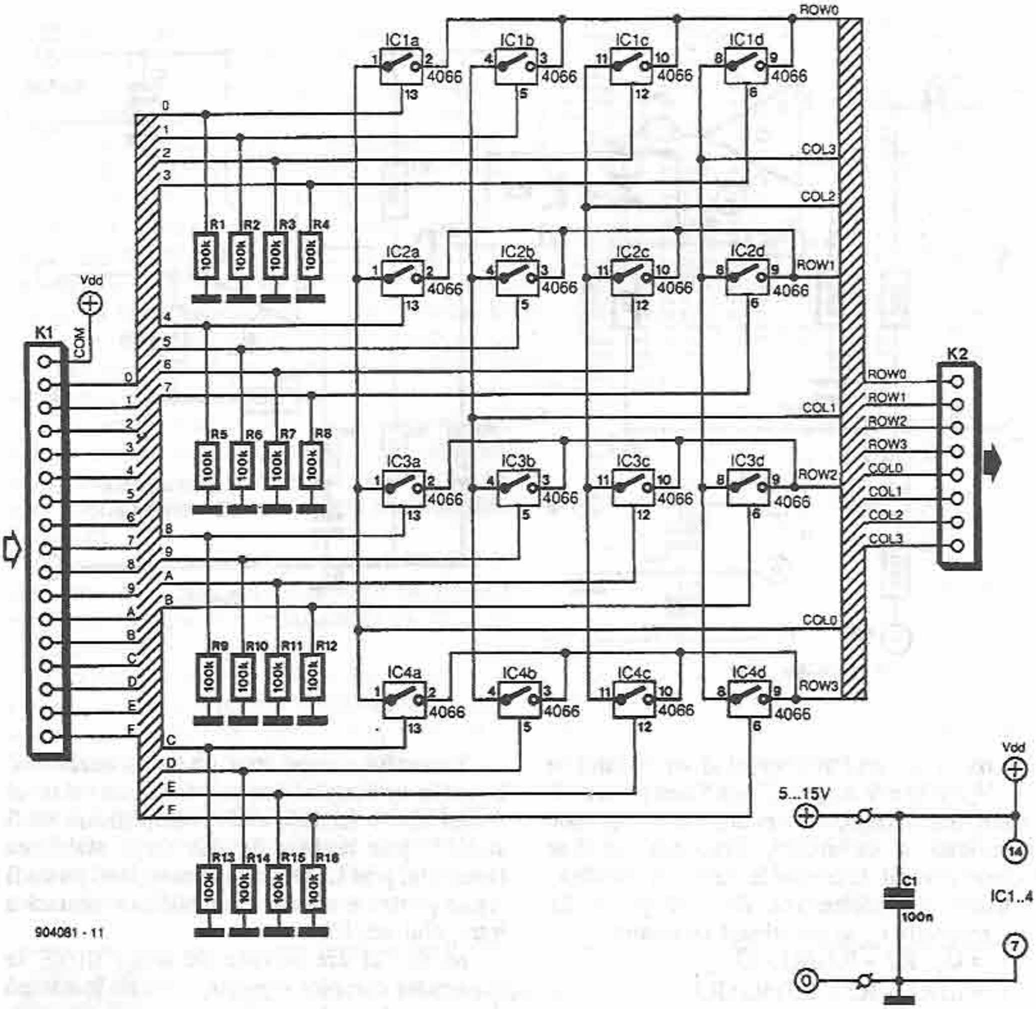
Secțiunea primară necesită o alimentare simetrică, în vreme ce, pentru cea secundară, este nevoie de o alimentare simplă, de 8 ÷ 15 V.

286 *Interfață matriceală pentru tastatură*

Tastaturile pot fi împărțite în două categorii, cel puțin în ceea ce privește modul în care sunt conectate comutatoarele: pe de o parte, cele care au câte o conexiune comună și, pe de altă parte, cele dispuse matriceal.

Tastatura de tip matriceal prezintă importantul avantaj că numărul de conexiuni este cel mai mic posibil. O astfel de configurație este ideală pentru circuitele integrate și, de aceea, multe dintre acestea sunt proiectate tocmai în vederea utilizării lor împreună cu o tastatură matriceală.

Totuși, există deja în uz numeroase tastaturi care, în afară de conexiunea comună, mai au și câte o conexiune pentru fiecare tastă. Aceste tipuri de tastaturi pot fi conectate la circuitele integrate proiectate pentru utilizarea împreună



cu tipul matriceal, dacă se folosesc în acest scop un număr de comutatoare electronice. Principiul pe care se bazează această aplicație este simplu: fiecare tastă a tastaturii comandă un comutator electronic inclus într-o matrice. Ca exemplu, în figură este prezentată o tastatură cu șaisprezece taste care este dispusă într-o matrice 4 x 4. Fiecare dintre aceste comutatoare electronice este menținut în poziția deschis de câte o rezistență de pull-down.

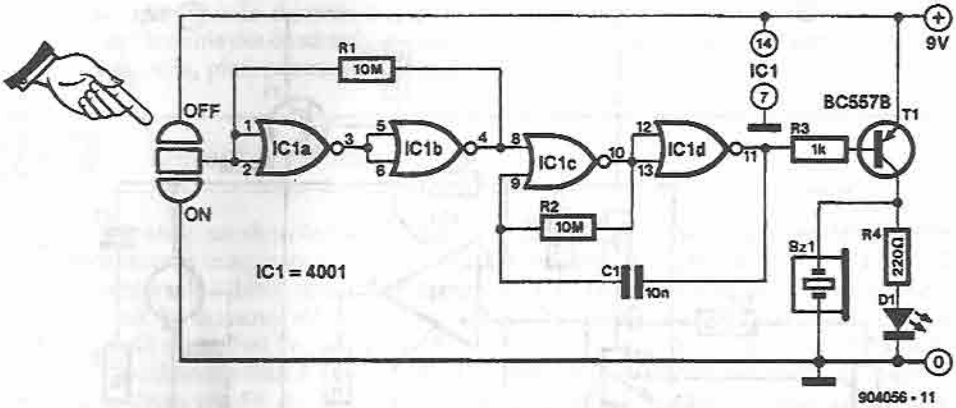
Dacă se apasă pe una dintre tastele tastaturii, comutatorul electronic asociat acesteia se va închide.

Curentul care circulă prin montaj este foarte mic și este determinat, în principal, de valoarea rezistențelor de pull-down și de numărul tastelor apăsate. Practic, prin comutatoarele CMOS nu trece nici un curent.

287 *Senzor indicator de mesaje*

Acest mic montaj ne oferă atât o indicație vizuală cât și una sonoră în momentul în care ne-a fost lăsat un mesaj.

Inversoarele CMOS IC1a și IC1b formează



un bistabil deschis/închis, acționat prin senzor de atingere, și în care R1 furnizează o reacție pozitivă, astfel încât montajul se va autobloca în starea în care a fost lăsat, indiferent care ar fi aceea.

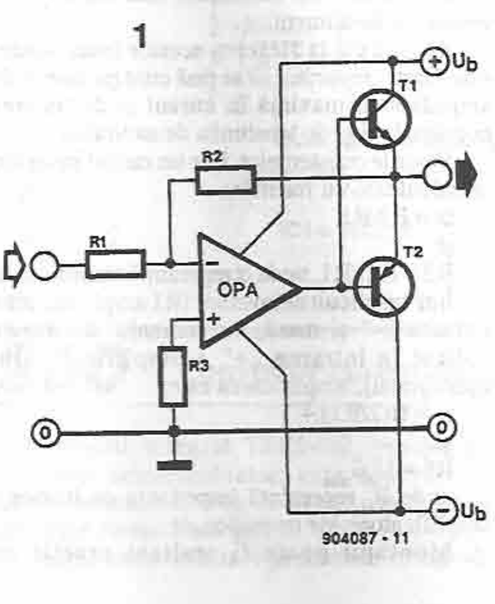
Ieșirea bistabilului comandă astabilul IC1c-IC1d, care este proiectat să oscileze la o frecvență de circa 11 Hz. Această frecvență este determinată de R2 și C1.

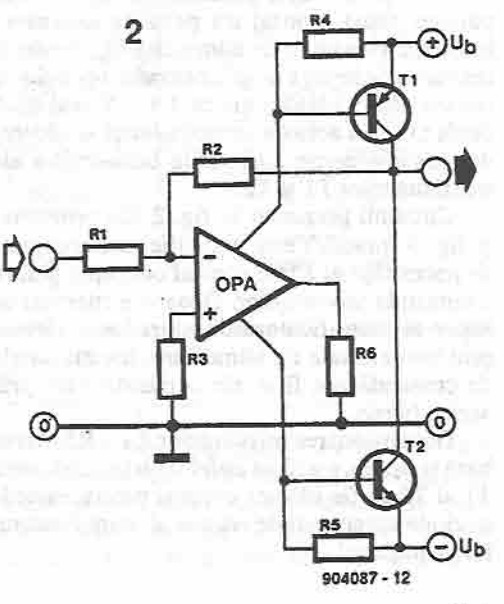
Deși astabilul ar putea comanda destul de bine și LED-ul și buzerul, s-a folosit și un tranzistor de comandă pnp, pentru a face montajul mai versatil.

Când este atins senzorul „on", LED-ul se aprinde, iar buzerul sună intermitent.

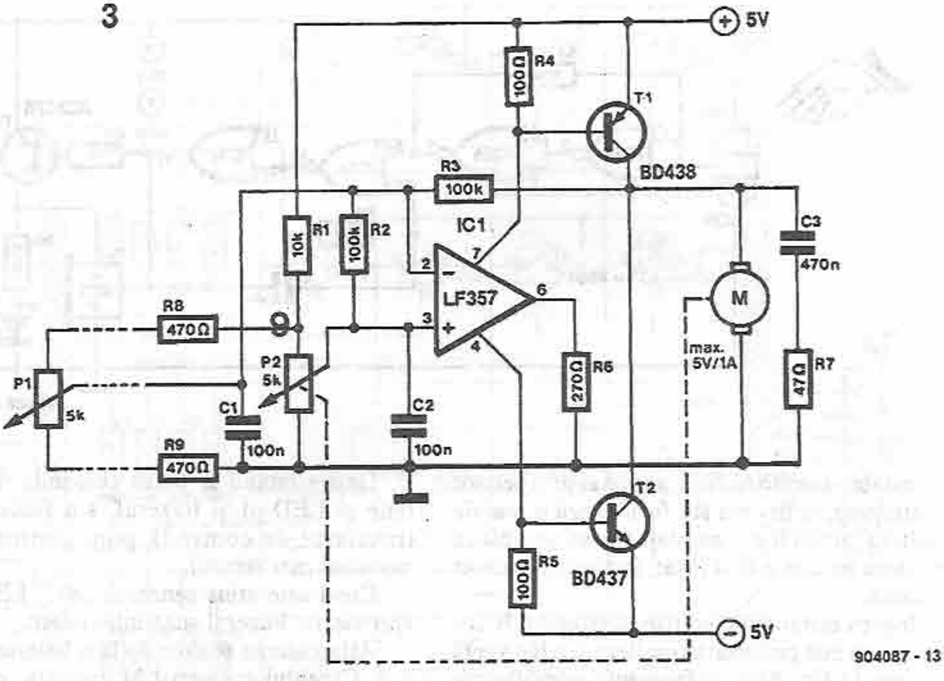
Alimentarea se face de la o baterie PP3 de 9 V. Curentul consumat în varianta „off" este neglijabil.

288 *Circuit de putere pentru amplificatoarele operaționale*





3



Adeseori se întâmplă ca, la ieșirea unui amplificator operațional, curentul să nu aibă valoarea necesară, de exemplu atunci când urmează a fi comandat un motoraș sau un difuzor. În mod obișnuit, aceste situații se rezolvă prin adăugarea unui repetor pe emitor așa cum se vede la montajul prezentat în fig. 1. Din păcate, acest montaj nu permite utilizarea integrală a tensiunii de alimentare U_b, deoarece tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional trebuie să fie întotdeauna cu 1 ÷ 2 V mai mică decât $\pm U_b$. La aceasta, se mai adaugă și căderea de tensiune de pe joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T1 și T2.

Circuitul prezentat în fig. 2 (de principiu) și fig. 3 (practic) este o soluție mai apropiată de necesități: el a fost special conceput pentru a comanda motorașelor. Deoarece curentul de ieșire al amplificatorului operațional circulă prin bornele sale de alimentare, tranzistoarele de comandă pot fi și ele comandate tot prin aceste borne.

Dimensionarea rezistențelor R4 și R5, dintre bază și emitor, s-a făcut astfel încât tranzistoarele T1 și T2 să fie blocate chiar și pentru valorile mici ale curentului de repaus al amplificatorului operațional.

Rezistența R6 limitează curentul de ieșire al amplificatorului operațional. Dacă acesta este de tipul cu protecție la scurtcircuit garantată, R6 va putea fi înlocuită printr-o punte conductoare.

Tensiunea de ieșire este cu numai 50 ÷ 100 mV (tensiunea colector-emitor de saturație a tranzistoarelor de comandă) mai mică decât tensiunea de alimentare.

Rezultă că, la alegerea acestor tranzistoare, este foarte important să se țină cont nu numai de amplificarea maximă în curent și de puterea nominală, ci și de tensiunea de saturație.

Valorile rezistențelor, într-un circuit inversor, se calculează cu formula:

$\alpha = R2/R1$

și

$R3 \approx R2||R1$, unde α reprezintă amplificarea.

Într-un circuit neinversor (R1 amplasată între intrarea „–" și masă, iar semnalul de intrare aplicat la intrarea „+" a amplificatorului operațional), amplificarea este:

$\alpha = (R2/R1) + 1$

și:

$R6 \approx U_b/I_{max}$

unde R_e reprezintă impedanța de intrare a amplificatoarelor operaționale.

Montajul poate fi realizat practic cu

amplificatoare operaționale discrete (simple), deoarece, la tipurile duble sau cuadruple montate într-o singură capsulă, pinii pentru alimentarea în tensiune sunt folosiți în comun.

Precizia de poziționare pentru montajul din fig. 3 este mai bună de 1%.

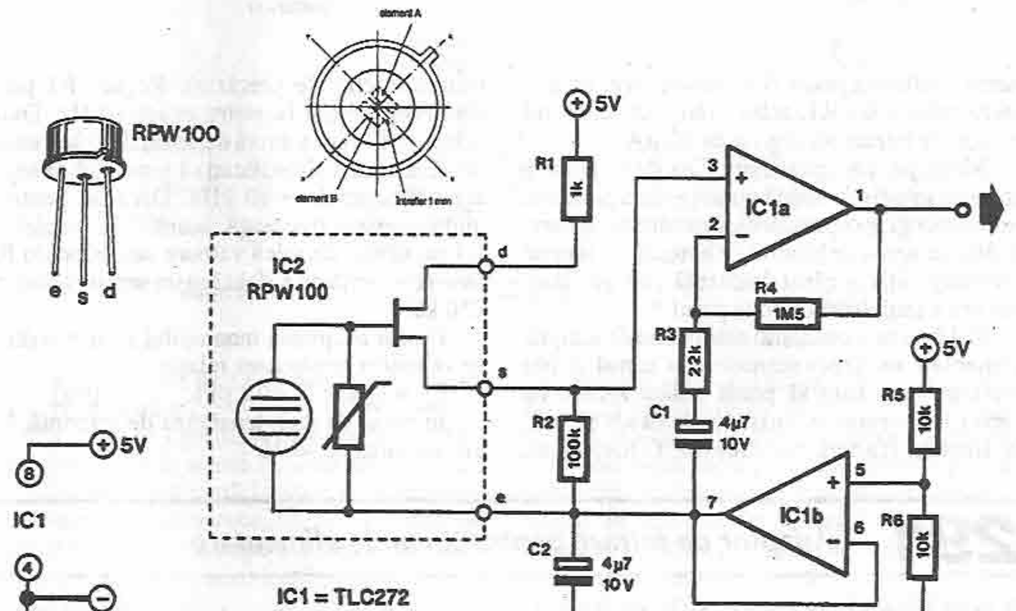
289 *Detector de sens*

Se poate construi un detector de direcție folosind un senzor de temperatură. Acesta din urmă poate reacționa la căldura oricărui animal. Senzorul folosit în schema alăturată are o suprafață sensibilă care a fost împărțită în două, pentru ca el să poată sesiza dacă sursa de căldură se apropie din stânga sau din dreapta. Indicația pentru obiectele reci va fi, evident, exact opusă față de a celor calde.

Circuitul IC1b formează o alimentare simetrică. Terminalul „s“ al senzorului este ieșirea sa. Semnalul preluat de la „s“ va fi amplificat în IC1a, cu un factor de amplificare de aproximativ 70, înainte de a fi livrat la ieșirea detectorului.

Pentru a obține o bună directivitate, este preferabil să amplasăm senzorul înapoia unei fante înguste, și nu sub obișnuita sită sau oglindă poliedrală.

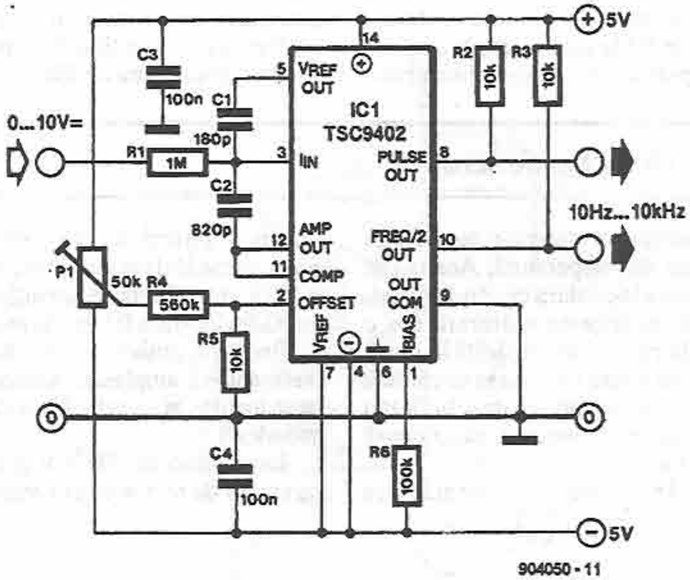
La o alimentare de 5 V, prin montaj circulă un curent de numai câțiva miliamperi.



290 *Convertor curent-frecvență*

Circuitul integrat TSC9402, produs de Teledyne Semiconductor, este deosebit de adecvat pentru realizarea, cu un cost redus, a unui convertor curent-frecvență.

Pentru cazul schemei prezentate în figură, curentul maxim de intrare este de 10 µA (domeniul tensiunii de intrare fiind situat între 10 mV și 10 V), în timp ce frecvența de ieșire poate fi cuprinsă între 10 Hz și 10 kHz. Coeficientul de conversie este de exact 1 kHz/A.



Acest coeficient poate fi modificat prin schimbarea valorii lui R1, atâta vreme cât curentul maxim de intrare nu depășește 10 µA.

Montajul are două ieșiri. Cea de la pinul 8 oferă un impuls de scurtă durată a cărui perioadă este direct proporțională cu curentul de intrare, în timp ce aceea de la pinul 10 livrează un semnal dreptunghiular a cărui frecvență este jumătate din cea a impulsurilor de la pinul 8.

Calibrarea montajului este destul de simplă. Conectați un frecvențmetru la pinul 8 (de preferat, unul care să poată indica zecimi de hertz) și conectați o tensiune, de exact 10 mV, la intrare (faceți verificarea folosind un milivoltmetru de precizie). Reglați P1 până când veți obține la ieșire exact 10 Hz. După aceea, conectați o sursă de semnal, având exact 10 V, la intrare și verificați că semnalul de ieșire are o frecvență de 10 kHz. Dacă nu poate fi atinsă această frecvență, montați în paralel cu C1 un trimer de mică valoare sau înlocuiți R1 cu o rezistență de 820 kΩ și un semireglabil de 250 kΩ.

Pentru adaptarea montajului la alte cerințe, se va aplica următoarea relație:

$$f_{out} = I_{in}/U_r(C1 + 12\ \text{pF}) \qquad [\text{Hz}].$$

În cazul de față, tensiunea de referință, U_r, are valoarea de –5 V.

291 Adaptor de intrare pentru sursa de alimentare

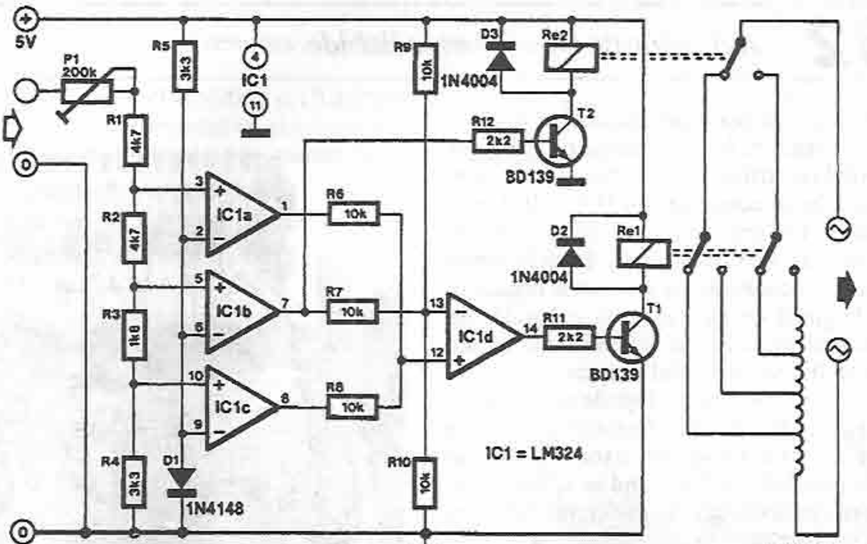
Acest montaj permite reglarea tensiunii de intrare a unei surse de alimentare în funcție de tensiunea de ieșire necesară, cu scopul de a elimina disipația nedorită de putere, ce apare la stabilizatoarele serie.

Se poate realiza acest lucru prin monitorizarea tensiunii de ieșire și modificarea tensiunii de intrare nestabilizate, în funcție de necesități, cu ajutorul a două relee.

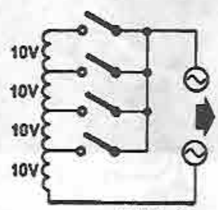
Semnalul intrării sesizoare, preluat de la borna pozitivă de alimentare, este aplicat divizorului de tensiune P1-R1-R2-R3-R4, furnizând comparatoarelor potențiale egale cu 1/4, 1/2 sau 3/4 din tensiunea maximă sesizată la intrare, reglată cu P1.

Căderea de tensiune de pe dioda D1 servește ca referință de 0,7 V.

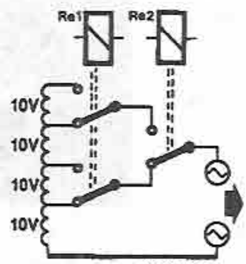
Releul bipolar Re1 este acționat (a) când ieșirea lui IC1a este în starea H și cea a lui IC1b este în starea L și (b) când ieșirea lui IC1c este în starea H. Condiția (a) se referă la situația în care tensiunea de ieșire a sursei este cuprinsă între 1/4 și 1/2 din valoarea sa maximă, în timp ce (b) reprezintă cazul în care



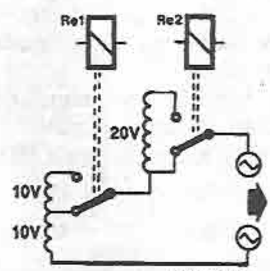
904017 - 11



904017 - 12a



904017 - 12b



904017 - 12c

tensiunea de ieșire este mai mare decât 3/4 din valoarea sa maximă.

În situația în care IC1a este singurul AO a cărui ieșire este în starea H, intrarea pozitivă a lui IC1d este menținută la jumătatea tensiunii de alimentare. Deoarece, în aceste condiții, intrarea negativă se găsește la 1/3 din tensiunea de alimentare, IC1d basculează, ceea ce face ca Re1 să fie alimentat.

Dacă și ieșirea lui IC1b trece în H, intrarea negativă a lui IC1d ajunge la 2/3 din tensiunea de alimentare, comparatorul revine la starea sa inițială, iar Re1 este dezactivat.

Dacă și ieșirea lui IC1a trece în H, IC1d basculează iarăși și releul este din nou acționat.

Pentru a preveni scăderile nedorite ale tensiunii, ce pot apărea când montajul comută între diferitele sectoare ale bobinajului secundar al transformatorului de alimentare, ar fi preferabil să se folosească două relee, conectate ca în fig. 2b. Această configurație este mai avantajoasă decât cea din figura 2a, în care un singur releu trebuia să comande patru contacte. O aranjare chiar mai bună decât primele două este prezentată în fig. 2c, deoarece ea permite utilizarea unui singur tip de releu. De remarcat, totuși, că este necesar un transformator de rețea cu două bobinaje secundare separate.

Semireglabilul P1 este reglat astfel încât să se obțină tensiunea de ieșire necesară, la care să acționeze releul. Nivelurile de comutare de 10 V, 20 V și 30 V, spre exemplu, se obțin cu P1 reglat la valoarea de 125 kΩ.

Adaptorul este util în special pentru surse de alimentare destul de mari, de exemplu, cele având 40 V și 5 A. Cele patru trepte de reducție a tensiunii de intrare nestabilizate au ca urmare o scădere a disipației de la 200 W la 50 W.

Prin adaptor circulă un curent de 5 mA, exceptând curentul prin releu.

292 *Indicator de nivel pentru lichide*

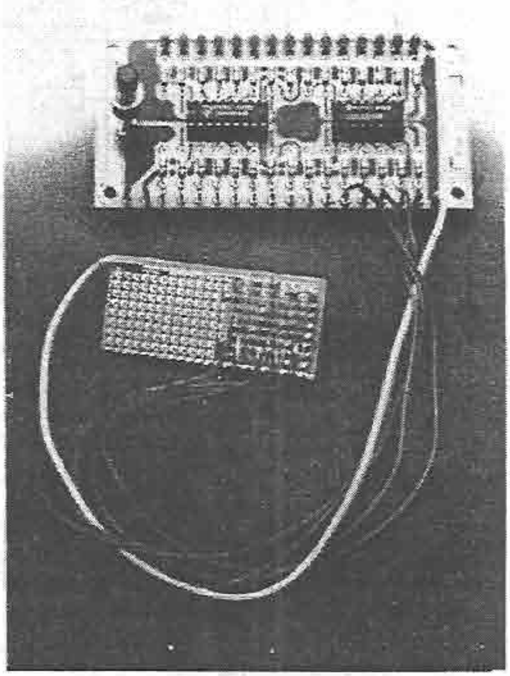
Indicatorul de nivel pentru lichide poate fi folosit, de exemplu, în rezervoarele de apă dulce de la bordul iahturilor, sau în rulote și camioane.

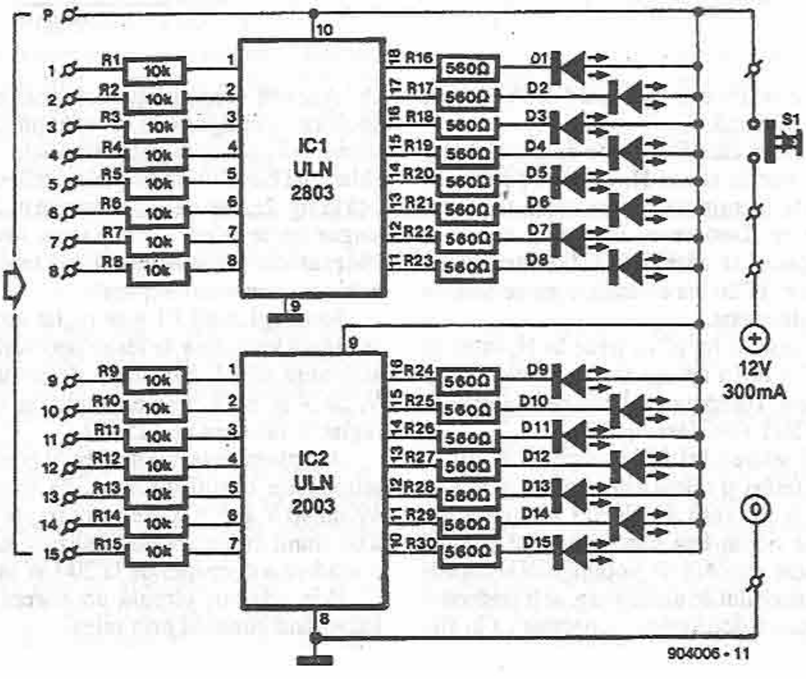
Circuitele de comandă din IC1 și IC2 sunt tranzistoare Darlington (din care, ULN2803 conține opt, iar ULN2003, șapte). Baza fiecăruia dintre ele este conectată la un senzor constituit dintr-o baghetă de cărbune sau o bandă din aluminiu sau cupru. Acești senzori sunt montați în vasul cu lichid, la nivelul necesar.

Cele 15 LED-uri de pe ieșirile de comandă sunt dispuse astfel încât să formeze o bară care să reprezinte un indicator, ușor de citit, al nivelului lichidului, atunci când se apasă pe S1.

Datorită valorii relativ mari a curentului (cam 300 mA) și a capacității limitate a bateriei de la bordul iahtului sau vehiculului, vă avertizăm să nu folosiți indicatorul în mod continuu (ceea ce ar duce, de asemenea, și la rapida erodare a senzorilor).

Deoarece ieșirile de comandă din ULN pot furniza vârfuri de curent de maximum 500 mA, unul sau mai multe dintre LED-uri pot fi





înlocuite cu un releu, un mic buzer sau alte mijloace care ar putea produce o avertizare sonoră în cazul unui nivel prea înalt sau prea scăzut al lichidului.

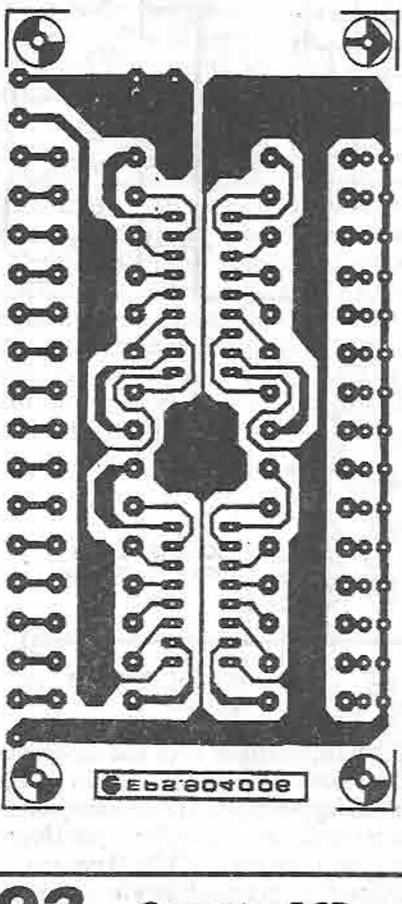
Circuitele integrate ULN2003 și ULN2803 pot fi înlocuite cu dispozitive similare din aceeași familie a circuitelor de comandă de putere, cum ar fi ULN2005 și ULN2805, sau ULN2001 și ULN2801. În varianta utilizării perechii „2001" și „2801", vă avertizăm să NU CONECTAȚI nici una dintre intrările acestor dispozitive direct la +12 V, deoarece acest lucru ar însemna distrugerea respectivului circuit integrat.

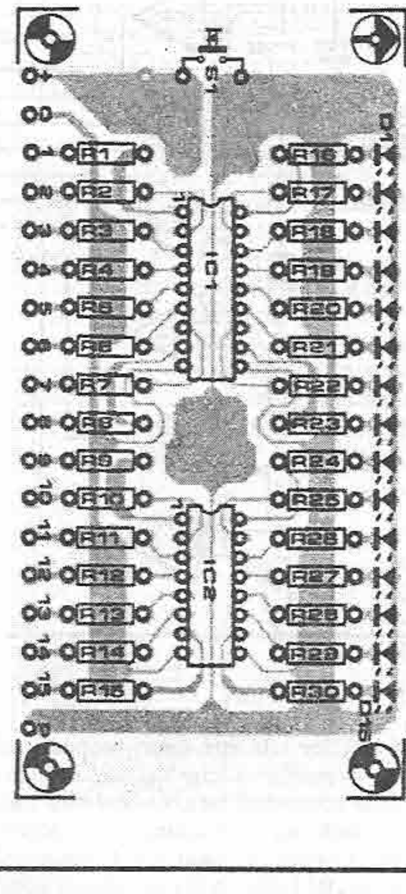
Listă de componente

Rezistențe:
R1 ÷ R15 = 10 kΩ
R16 ÷ R30 = 560 Ω

Semiconductoare:
D1 ÷ D15 = LED, 3 mm, roșu
IC1 = ULN2803
IC2 = ULN2003

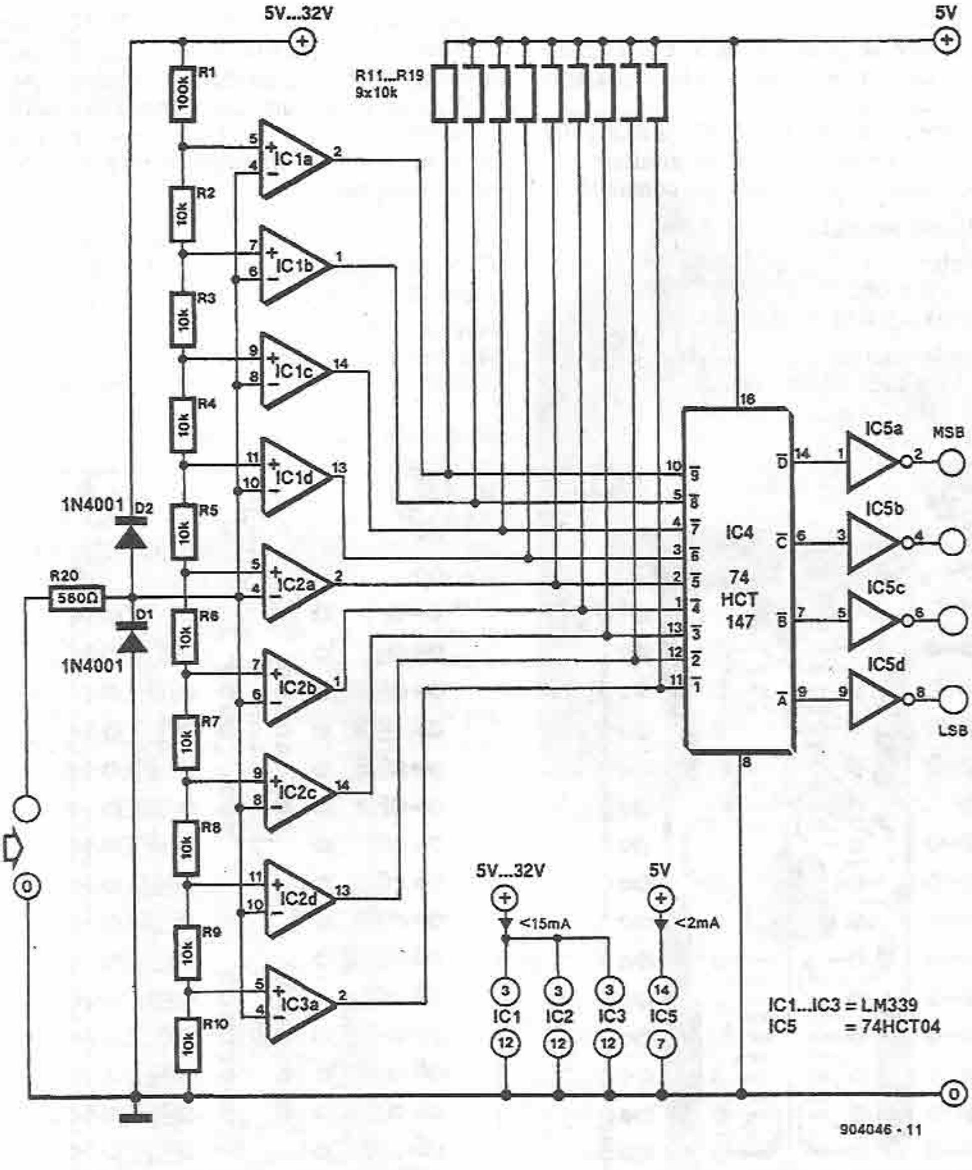
Diverse:
S1 = buton cu contact ND





293 *Convertor BCD rapid pe 4 biți*

Există mai multe posibilități de realizare a unui convertor analogic-digital: schema de față este preferabilă în special la viteze mari. Viteza este determinată în principal de timpul de reacție a comparatoarelor (în cazul nostru cam 1 μs). Schema are însă și un inconvenient: numărul



componentelor sale este direct proporțional cu numărul nivelurilor cu care lucrează convertorul. În schema prezentată aici, acestea sunt limitate la zece (dacă nici unul dintre comparatoare nu detectează depășirea unui nivel, înseamnă că intrarea se află la un nivel mai coborât decât cel mai scăzut nivel, și recunoscut ca fiind zero – cel de-al zecelea nivel).

Ieșirile cu colector în gol ale comparatoarelor sunt conectate la un detector de prioritate, IC4, care este un fel de decodor din decimal în BCD. Dacă, totuși, se întâmplă ca mai multe intrări să se afle în starea logică L în același timp, se dă prioritate acelui cod binar care corespunde intrării cu cel mai mare număr. Patru porți logice NU au rolul de a inversa codul BCD generat de IC4.

Deoarece comparatoarele au ieșirile cu colector în gol, ele pot lucra la o tensiune de alimentare mai mare decât IC4 și IC5. Rezistențele de pull-up R11 ÷ R19 trebuie, deci, să fie legate la borna de +5 V și NU la borna de alimentare a comparatoarelor.

Nivelurile de tensiune cu care IC1 ÷ IC3 compară nivelul de intrare sunt furnizate de divizorul de tensiune R2-R10.

Domeniul de intrare al convertorului poate fi modificat prin schimbarea valorii lui R1. Trebuie, însă, remarcat faptul că pragul superior, adică nivelul la pinul 5 al lui IC1, trebuie să fie, întotdeauna, cu cel puțin 2 V mai scăzut decât tensiunea de alimentare. Pentru valorile date în figură, și la o tensiune de alimentare de 12 V, pragul superior va fi de 5,68 V, iar fiecare treaptă va fi de 632 mV.

294 *Controlul consumului de energie la încărcătoarele de baterie*

La majoritatea încărcătoarelor automate de baterii, transformatorul de putere rămâne conectat la rețea chiar și după ce bateria (eventual, bateriile) s-a încărcat. Există nenumărate situații în care s-ar face economii considerabile de energie dacă s-ar deconecta transformatorul de la rețea atunci când s-a terminat încărcarea bateriei. Montajul din figură îndeplinește această funcție în cazul încărcătoarelor de baterii auto de 12 V.

Tensiunea bateriei este supravegheată de un comparator cu fereastră reglabilă, realizat în jurul amplificatoarelor operaționale A1 și A2, care sunt alimentate de o sursă de tensiune stabilizată de 8,2 V (R7-D1). Pragurile de comutare H și L, U_H, respectiv U_L, sunt stabilite cu ajutorul semireglabilelor P1 și, respectiv, P2. Tensiunea de referință pentru amplificatoarele operaționale se obține din punctul comun lui R1 și R2, și este o funcție de tensiunea bateriei. Pentru valorile indicate ale lui R1 și R2, se obține un factor de divizare a tensiunii, D:

D = R2/[R1 + R2] = 0,43.

Luând în considerare rezistențele înseriate cu semireglabilele și faptul că se folosește o tensiune de alimentare de 8,2 V, domeniul lui P1 va fi:

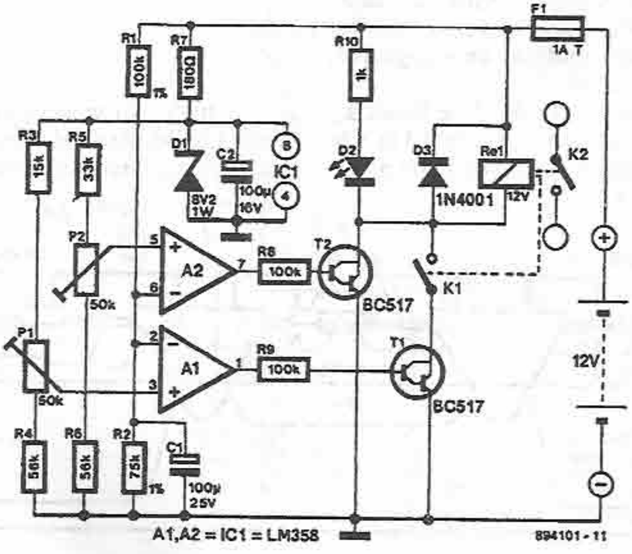
7,2/D = 16,7 V (max.) până la 3,8/D = 8,9 V (min.)

iar cel al lui P2:

6,3/D = 14,5 V (max.) până la 3,3/D = 7,7 V (min.).

În practică, ar fi util ca încărcătorul să comute pe poziția „deconectat", la tensiunea de 14,0 V a bateriei și, din nou, pe poziția „conectat", atunci când tensiunea scade sub 12,5 V, ceea ce ar corespunde unei „ferestre" de 1,5 V.

Atunci când tensiunea bateriei este mai mică decât U_L, ea este, în același timp, mai mică decât U_H, ceea ce înseamnă că atât T1 cât și T2 conduc, astfel încât Re1 este acționat. Contactul K2 conectează rețeaua de alimentare la încărcătorul bateriei, iar contactul K1 menține releul



anclanșat chiar și când T2 este blocat și tensiunea bateriei crește până la o valoare cuprunsă între U_L și U_H. Când tensiunea bateriei atinge valoarea U_H, se blochează atât T1 cât și T2, astfel încât releul declanșează. După o anumită perioadă de timp, însă, el va anclanșa din nou, deoarece tensiunea bateriei va fi scăzut puțin, datorită căderii de tensiune pe rezistența sa internă.

Presupunând că nivelurile de comutare necesare sunt U_L = 12,5 V și U_H = 14,0 V, semireglabilele vor fi reglate după cum se arată în continuare. Deconectați C1 și reglați semireglabilul P1 pentru a obține U_H (max), și semireglabilul P2 pentru a obține U_L (min). Alimentați montajul de la o sursă de tensiune stabilizată, de 12,5 V, și reglați P2 până în momentul în care releul tocmai a anclanșat. După aceea, măriți tensiunea de alimentare la 14,0 V și reglați P1 până în momentul în care tocmai s-a produs declanșarea releului. În final, reconectați-l pe C1 și legați montajul la bornele bateriei.

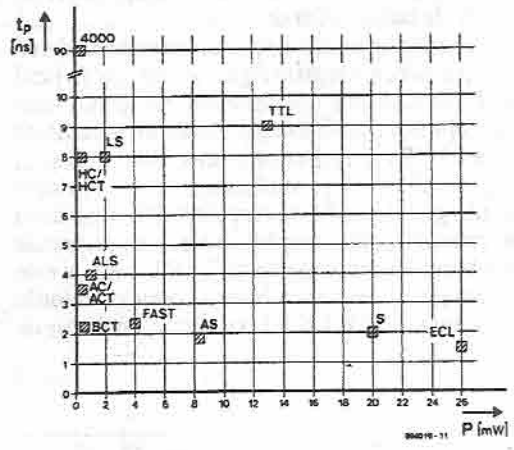
Releul trebuie să aibă tensiunea nominală de 12 V c.c. și rezistența de 300 Ω, și două contacte normal deschise, dintre care cel puțin unul să poată lucra la tensiune mai mare decât cea a rețelei de alimentare. Vă sugerăm tipul V23037-A2-A101, produs de Siemens.

Circuitul are un consum de 25 mA, care crește la 65 mA când releul este acționat.

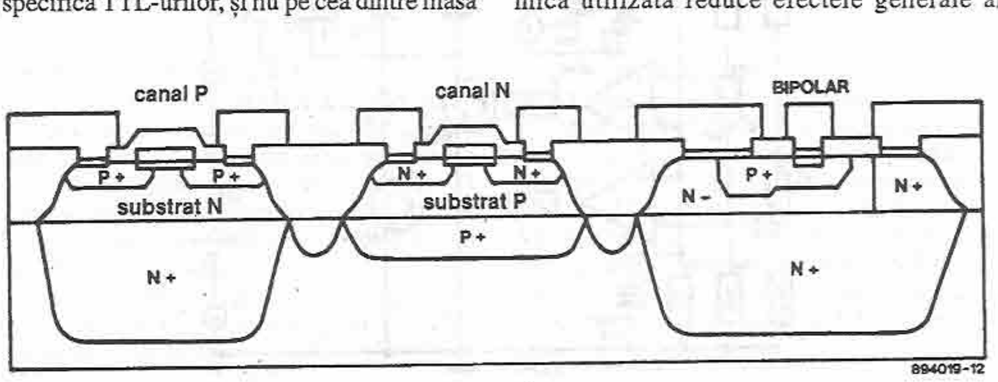
295 *Circuite integrate BICMOS*

Dispozitivele BICMOS reprezintă o combinație a tehnologiilor bipolară și CMOS, cumulând cele mai bune caracteristici ale ambelor: performanțele de viteză și curentul de comandă la ieșire de 48/64 mA – preluate de la dispozitivele bipolare – și consumul scăzut de energie specific dispozitivelor CMOS.

În modul activ, dispozitivele BICMOS lucrează cam la jumătate din curentul de alimentare al echivalentelor lor realizate 100% în tehnologie bipolară. Când sunt dezactivate, consumul de energie se reduce cu maximum 90%. Deoarece, în prezent, majoritatea circuitelor integrate BICMOS sunt utilizate ca interfețe de magistrală (deci, în mod normal, nu sunt permanent conectate), va rezulta o economie de energie, în sistemul realizat cu integratul respectiv, de până la 25%.



În plus, dispozitivele BICMOS se bazează, la ieșire, pe excursia de tensiune de la 0,3 la 3,5 V, specifică TTL-urilor, și nu pe cea dintre masă și V_{CC}, mult mai mare, caracteristică dispozitivelor CMOS. Astfel diferența de tensiune mai mică utilizată reduce efectele generale ale



zgomotului introdus de tensiunea tranzitorie, produs în timpul comutărilor simultane ale multiplelor ieșiri.

Utilizatorii au la dispoziție un mare număr de circuite integrate realizate în tehnologie BICMOS, incluzând și emițătoare-receptoare cu registre, registre pentru canale de prelucrare paralelă, registre pe 8/9/10 biți, latch-uri și emițătoare-receptoare de paritate pe magistrală.

Toate acestea îi furnizează proiectantului mijloace suplimentare de reducere a consumului de energie, fără a știrbi performanțele.

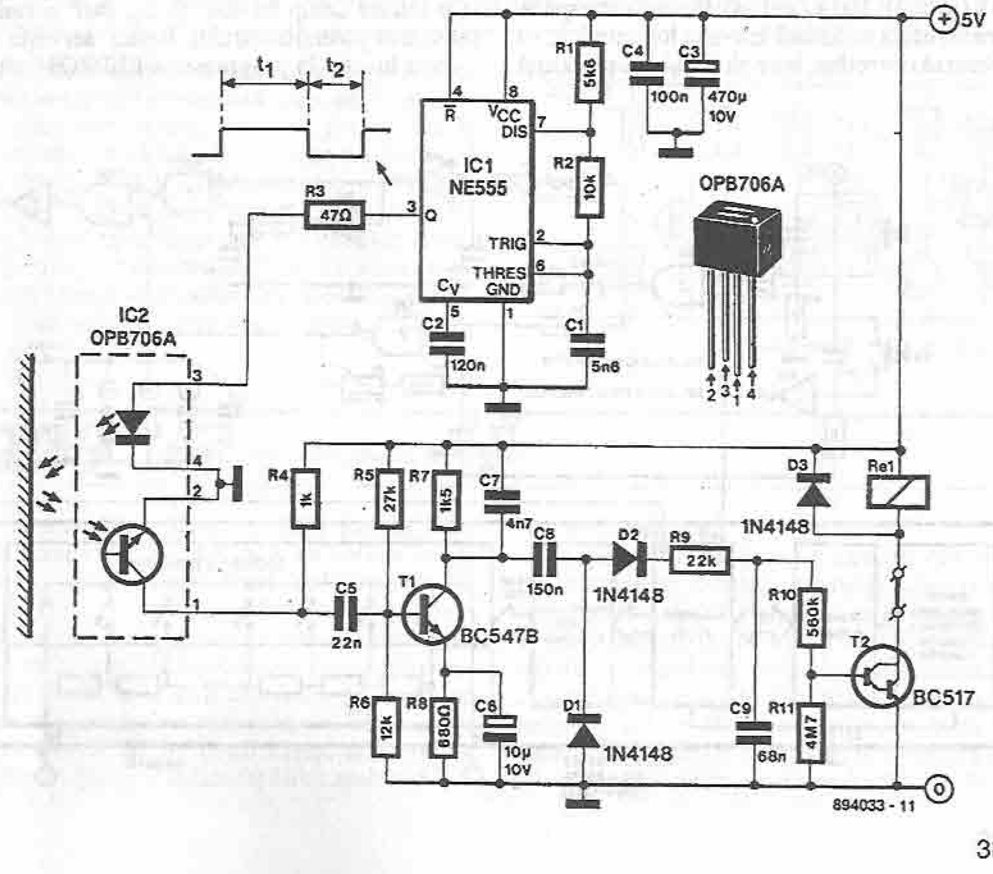
296 Optocuplor „rezistent" la lumina diurnă

Multe dintre plotterele X-Y, în special cele de tip DIY, din diverse motive, nu au nici un fel de protecție împotriva luminii incidente, astfel că fototranzistorul din optocuplor nu poate face diferența între lumina provenită de la LED-ul ce îi este asociat și lumina zilei. Montajul pe care vi-l propunem oferă o rezolvare a acestei probleme.

Temporizatorul „555" furnizează LED-ului din optocuplor impulsuri cu o frecvență de 10 kHz. Dacă la ieșirea receptorului va fi amplificat numai semnalul care are această frecvență, nici lumina naturală a zilei și nici lumină artificială intensă nu vor mai putea perturba funcționarea barierei de lumină.

La o frecvență de 10 kHz a impulsurilor, distanța dintre impulsuri (sau, mai bine zis, perioada de repetiție a impulsurilor) este de 100 µs. Pentru un raport impuls-pauză de 6:4, durata impulsului va fi de 60 µs. La această frecvență, prin LED poate trece un curent destul de mare: circa 45 mA. C3 are rolul de a compensa integral curentul pulsatoriu, ca efect asupra tensiunii.

Durata a unui impuls, la ieșirea Q a lui IC1,



este determinată de R1-R2-C1, iar pauza dintre impulsuri, de R2-C1: durata impulsului t1 ≈ 0,693xC1x(R1 + R2) ≈ 60 µs; pauza dintre impulsuri t2 ≈ 0,693xC1xR2 ≈ 40 µs.

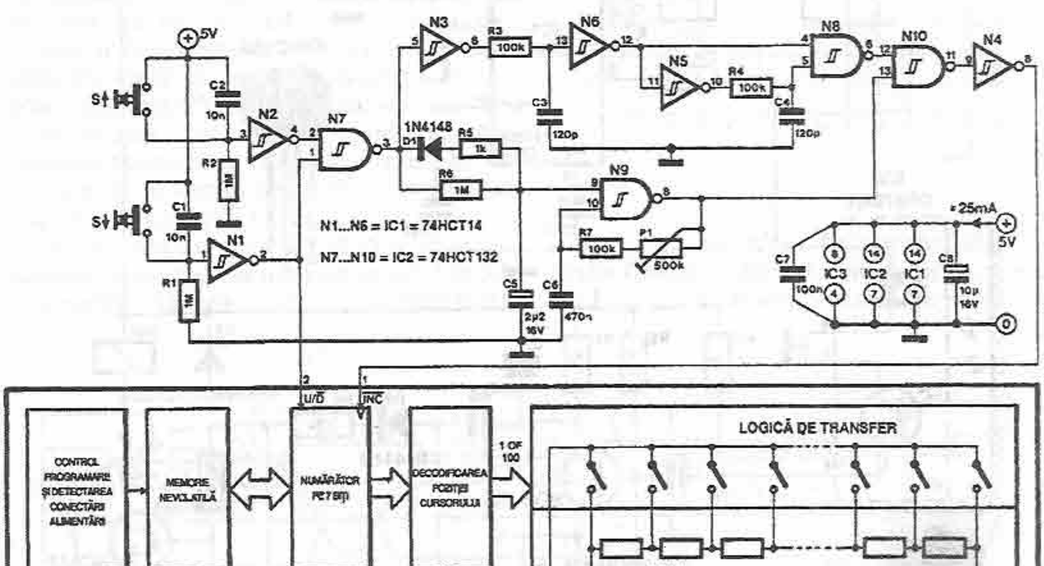
Receptorul inclus în optocuplor, adică fototranzistorul, este activat de lumina provenită de la bariera de lumină și aplică semnalul rezultat, de 10 kHz, unui amplificator clasic (x 80), prin intermediul lui C5. Acest condensator împreună cu rezistența de intrare a amplificatorului formează un filtru trece-sus. Pe colectorul lui T1 se află o tensiune continuă de 3 V. Condensatorul C8 și dioda D1 determină o deplasare în c.c., astfel încât, impulsurile pozitive cu durata de 60 µs se regăsesc în anodul lui D2. Aceste impulsuri, prin D2 și R9, îl vor încărca pe C9. Dacă este reflectată destulă lumină pulsatorie, cum este cazul, de exemplu, atunci când se află o hârtie la mai puțin de 15 mm de bariera de lumină, tensiunea pe C9 va fi suficientă pentru a-l deschide pe T2. În acest caz, semnalul de ieșire este preluat direct de pe colector, sau prin intermediul releului (nu uitați dioda D3!).

În regim de așteptare, prin montaj circulă un curent de aproximativ 30 mA, iar în regim operațional – cam de 80 mA; în nici unul dintre cazuri nu s-a luat în considerare curentul prin releu.

297 EEPOT

EEPOT este un potențiometru electronic având încorporat un EEPROM care memorează poziția în care a fost reglat potențiometrul ultima oară, fără a avea nevoie de vreo sursă de alimentare. Este un dispozitiv electronic liniar, disponibil în trei variante standard: 10 k (x9103); 50 k (x9503); 100 k (x9104). Pentru a transpune caracteristica sa liniară într-una logaritmică, va trebuie să conectăm, între pinii 5 și 6, o rezistență având o zecime din valoarea nominală a potențiometrului.

Un EEPOT are trei terminale de comandă: o intrare sus/jos (U/$\overline{D}$) la care se determină sensul de deplasare a cursorului; o intrare de tact ($\overline{INC}$) care permite deplasarea cursorului cu câte un pas; și o intrare „chip enable" ($\overline{CE}$), care permite selectarea potențiometrului. Borna servește ca a doua funcție în programarea EEPROM-ului:



datele conținute în numărător nu sunt înscrise în memorie până când nu apare frontul pozitiv al semnalului $\overline{CE}$. Reprezentarea schematică a monta-jului ne arată că $\overline{CE}$ se află întotdeauna în starea L. În acest fel, EEPROM-ul nu este programat, astfel încât, la fiecare conectare a alimentării, potențiometrul să se afle pe zero.

Dacă este necesar ca poziția de la ultimul reglaj al potențiometrului să devină disponibilă în momentul punerii sub tensiune, semnalele de la intrările N1, N2 și de la ieșirea lui N9 trebuie să fie conectate la intrările de declanșare ale unui monostabil redeclanșabil, cu o constantă de timp de 2 s. După aceea, ieșirea $\overline{Q}$ a monostabilului va servi drept semnal $\overline{CE}$. Monostabilul are rolul de a preveni o programare inutilă a EEPROM-ului pe perioada cât efectuăm reglajul potențiometrului; poziția va fi memorată doar după două secunde de când nu s-a mai produs nici o modificare.

Deoarece selectarea a o sută de poziții ale potențiometrului doar cu ajutorul comutatoarelor ar presupune o procedură prea lentă, circuitul este prevăzut cu facilitatea de repetare automată. Rețeaua în cascadă N3 ÷ N8 asigură condițiile ca circuitul să reacționeze imediat ce a fost apăsată o tastă. În acest scop, impulsul de comutare este întârziat puțin de R3-C3, pentru a permite ca intrarea U/$\overline{D}$ să se stabilizeze. După aceea, impulsul întârziat este comprimat la 20 ms, de N5-R4-C4-N8, pentru a permite impulsurilor repetate să ajungă și ele la intrarea $\overline{INC}$.

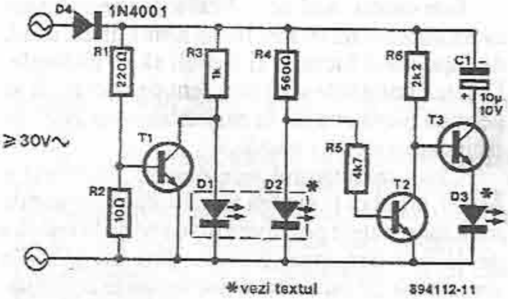
În rețeaua de șuntare N3-N5-N6-N8, după o secundă, condensatorul C5 este încărcat suficient pentru a determina ca pinul 9 al lui N9 să treacă în starea H, ceea ce face ca această poartă logică să genereze semnale dreptunghiulare a căror frecvență poate fi reglată, cu ajutorul lui P1, între 5 Hz și 30 Hz.

Tensiunea la bornele potențiometrului nu trebuie să depășească ±8 V și, de preferat, ar trebui menținută între ±5 V. Curentul prin cursorul potențiometrului nu are voie să depășească 1 mA.

298 Surpriză constând din sunet, miros și culoare

Cu toate că, în mod obișnuit, electronica este o afacere teribil de serioasă, ea poate fi, uneori, și distractivă. Acest montaj îl puteți avea la dispoziție, adică folosi – o singură dată. După conectarea sa la un transformator (e bun oricare tip, cu tensiunea secundară mai mare de 30 V) veți fi surprinși de larga paletă de culori, mirosuri și (posibil) sunete produse. Pentru o a doua tură, nu aveți decât să asamblați montajul încă o dată.

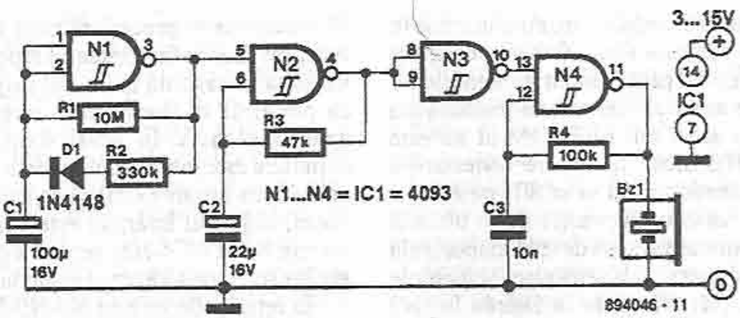
Aveți grijă și – mai ales – păstrați distanța!



299 Indicator de „funcționare"

Aparatura cu alimentare de la baterie poate funcționa un timp îndelungat cu același set de baterii, în zilele noastre. Dacă, însă, ea este lăsată în funcțiune și când nu ar fi cazul, acest „timp îndelungat" poate deveni, adesea, foarte scurt. Mai mult decât atât, întotdeauna descoperim prea târziu că bateriile s-au descărcat. Montajul pe care vi-l propunem aici este un fel de *aide-memoire*. La fiecare două minute el emite 5 ÷ 10 bipuri, pentru a indica faptul că aparatura este încă în funcțiune.

În principal, montajul constă din trei generatoare de semnal dreptunghiular și un inversor. Primul dintre generatoare e reprezentat de N1 și furnizează un semnal cu o perioadă de aproximativ două minute și o durată a impulsului în jur de zece secunde. Pe durata acestor zece secunde, cel de-al doilea generator intră în funcțiune, în ritm de 1 Hz. Astfel, la ieșirea lui N2 avem câte zece impulsuri la fiecare două



minute. Acest semnal de ieșire este inversat, în așa fel încât atât N4 cât și N2 pot fi amorsate doar pe durata de 10 secunde a trenului de impulsuri provenit de la N1. Cu o mică diferență: în timpul acestor 10 secunde, N4 este activat și inhibat de zece ori, fapt ce determină apariția respectivelor sunete scurte (bipuri).

Nu luați durata și numărul de impulsuri ad literam, ele variind, destul de mult, la circuitele produse de firme diferite. Pe de altă parte, valorile componentelor nu sunt critice, ceea ce face ca adaptarea montajului la diverse cerințe individuale să fie destul de ușor de făcut.

Buzerul poate fi unul standard, produs de Toko, sau orice alt tip echivalent.

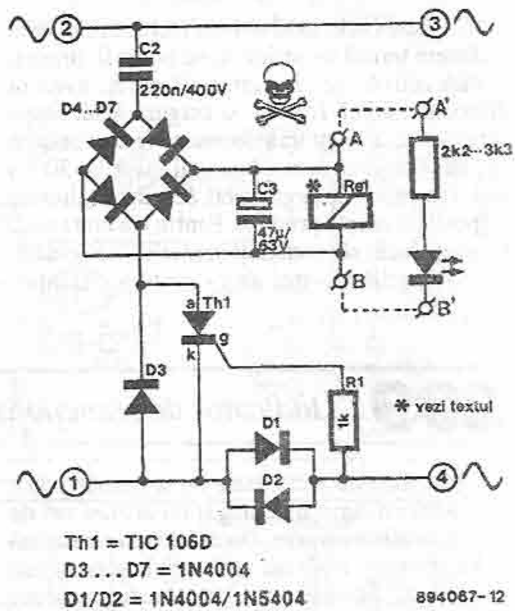
În ceea ce privește curentul prin montaj, acesta este neglijabil de mic.

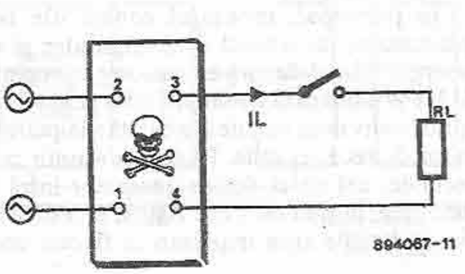
300 *Luminile sunt stinse?*

Este descris aici un indicator foarte util, care avertizează că nu au fost stinse niște lumini, când, de fapt, acest lucru ar fi trebuit să se întâmple. Dimensiunile sale sunt suficient de mici încât să permită montarea lui în majoritatea tipurilor de comutatoare de uz casnic.

Când comutatorul este deschis, tiristorul e blocat, astfel că la puntea redresoare ajung numai semialternanțele pozitive provenite de la rețeaua de alimentare, prin intermediul lui D3. Ca urmare, pe C3 nu există deloc tensiune continuă.

Când se aprinde lumina, și curentul prin sarcină depășește cam 2 mA, pe D1-D2 cade o tensiune destul de mare încât să poată determina trecerea tiristorului în conducție. Deci, tensiunea rețelei este prezentă integral la bornele punții





redresoare, C3 se încarcă și releul Re1 este anclanșat.

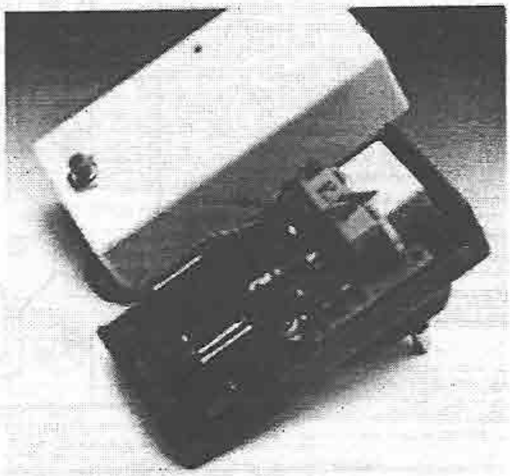
Releul poate fi folosit la punerea în funcțiune

a unui indicator vizual, așa cum se observă și în figură, sau poate servi la declanșarea unei alarme sonore.

Releul trebuie să fie unul de 24 V, tip 1200, cu montare pe placa de circuit imprimat. Poate fi însă și omis, caz în care LED-ul împreună cu rezistența sa de polarizare vor fi conectate direct între bornele A și B.

301 *Indicator al absenței tensiunii de rețea*

Dacă la bornele de intrare este prezentă tensiunea de rețea, tranzistorul din optocuplor este deschis, T1 este blocat și redresorul comandat, cu siliciu, Th1, se află în stare de conducție. Deoarece, ca urmare, ambele borne ale buzerului piezoelectric se află la același potențial, buzerul este inactiv. Dacă tensiunea rețelei dispare, tranzistorul T1 intră în conducție și, astfel, face ca una din bornele buzerului să fie pusă la masă; tiristorul își menține starea de conducție. În această situație, există o diferență de potențial suficient de mare la bornele buzerului și ale lui D5 pentru a determina ca aceste două elemente să indice căderea tensiunii de rețea, atât sonor cât și vizual.

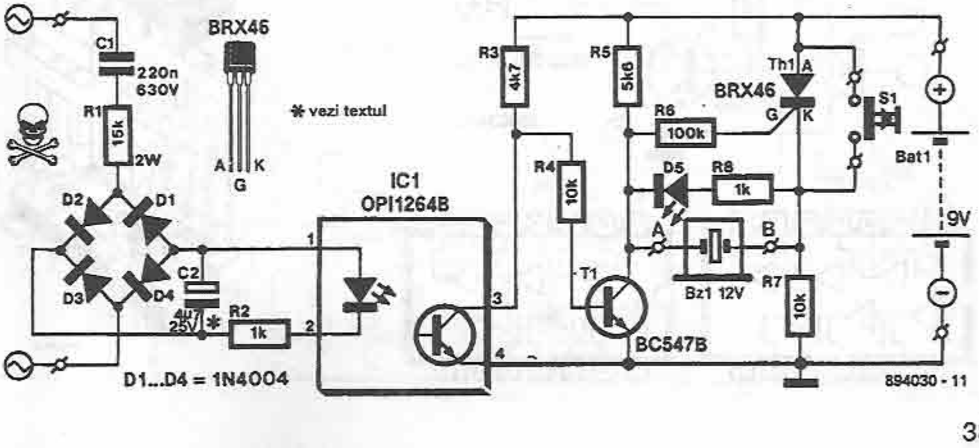


La revenirea în parametri a tensiunii de rețea, montajul își reia starea inițială. Prin apăsarea butonului de reset se întrerupe curentul prinTh1, așa încât tiristorul intră în starea de blocare, iar cealaltă bornă a buzerului este conectată la masă.

Montajul este alimentat de la o baterie PP3, de 9 V, și, în regim de așteptare, consumă un curent de 1,7 ÷ 2,5 mA. Este foarte important ca montajul să fie instalat într-o carcasă bine izolată electric.

În final, încă două lucruri de reținut. Dacă, în mod accidental, este întrerupt circuitul către optocuplor și R2, condensatorul electrolitic C2 s-ar putea distruge, deoarece el va prelua o sarcină cu mult peste cei 25 V pe care îi poate suporta.

În al doilea rând, dacă se va utiliza un ștecher pentru conectarea la rețea, este recomandabil să se lipească o rezistență de 1 MΩ în serie cu C1, astfel încât, după scoaterea ștecherului din priză, condensatorul să nu-și mențină sarcina cu care fusese încărcat.



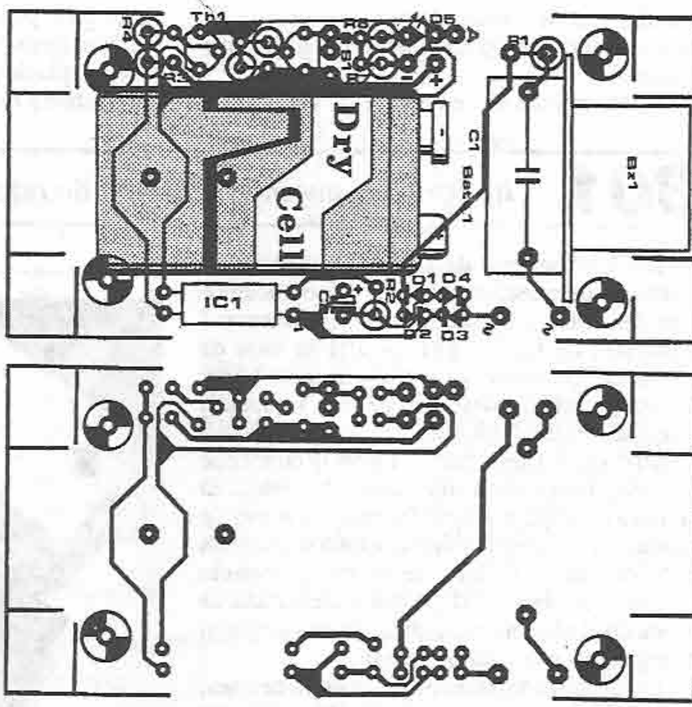
Listă de componente

Rezistențe:
R1 = 14 kΩ / 2 W
R2, R8 = 1 kΩ
R3 = 4,7 kΩ
R4, R7 = 10 kΩ
R5 = 5,6 kΩ
R6 = 100 kΩ

Condensatoare:
C1 = 220 nF / 630 V
C2 = 4,7 μF / 25 V

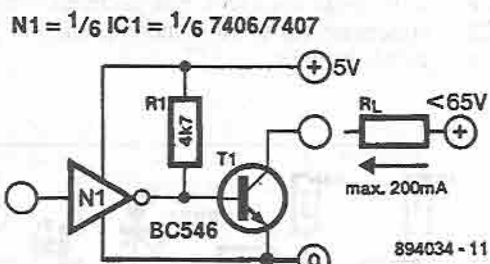
Semiconductoare:
D1 ÷ D4 = 1N4004
D5 = LED
T1 = BC547B
Th1 = BRX46
IC1 = OPI 1264B

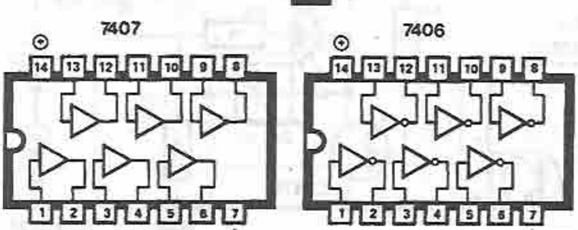
Diverse:
S1 = buton cu contact ND
Bz1 = buzer piezoelectric 9 V
Baterie PP3 de 9 V

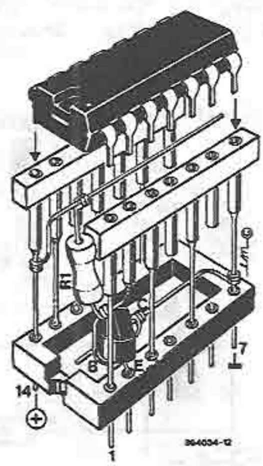


302 *Supravoltor pentru 7406/7407*

Se întâmplă destul de des să avem nevoie de un semnal digital pentru a comanda un releu, un motor pas cu pas sau orice alt tip de sarcină de curent mare. Este nevoie ca atât curentul cât și tensiunea de ieșire ale respectivului dispozitiv să fie mărite. Unele circuite logice sunt prevăzute







cu ieșiri cu colector în gol, de tensiune constantă, limitată însă, invariabil, la 15 V sau 30 V.

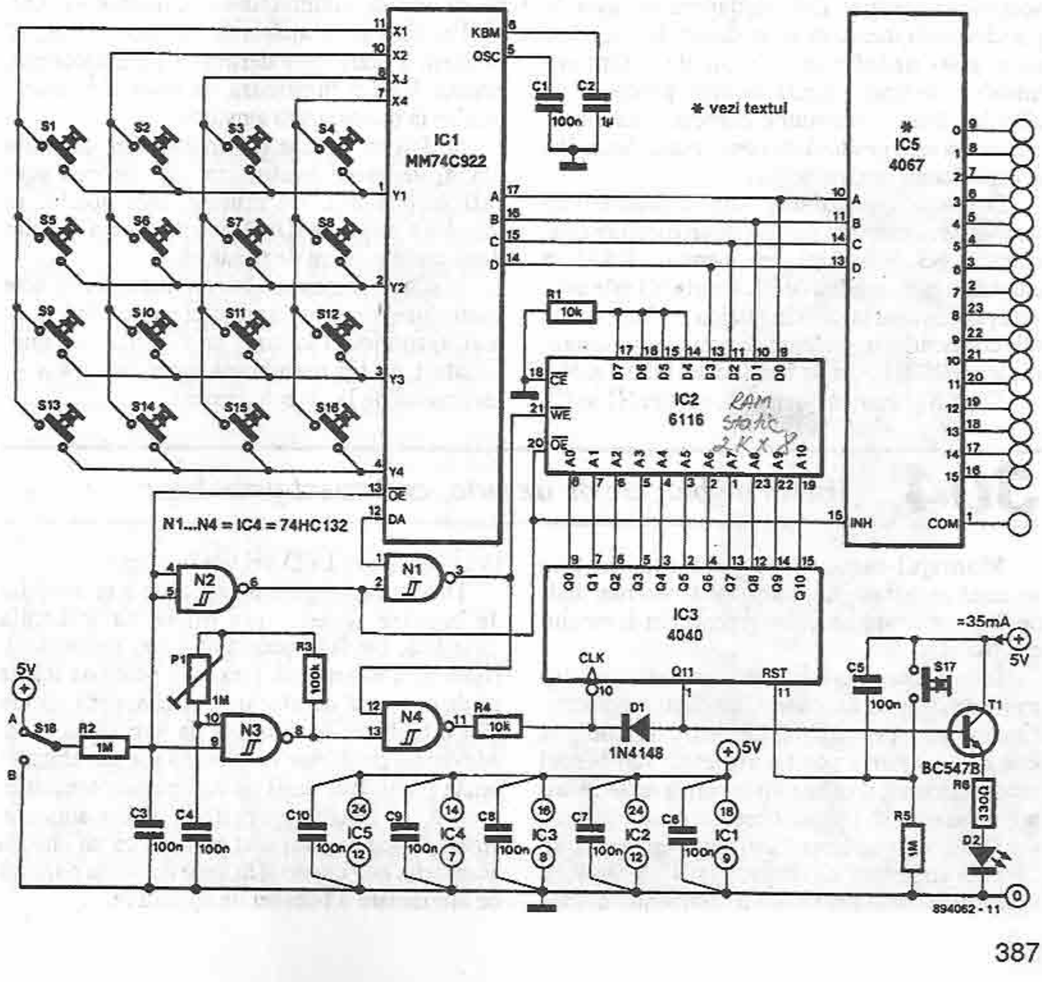
Cu puțină îndemânare, putem face ca un „7406" sau un „7407" să devină circuite cu ieșirea cu colector în gol specializate (vezi fig. 1). Dacă preferați varianta din fig. 2, montajul rezultat nu va ocupa mai mult spațiu decât circuitul standard „7406". Deoarece etajele de ieșire sunt inversoare, este necesar să folosim un „7407" neinversor, pentru a obține o ieșire inversoare.

Tranzistorul trebuie să fie ales în funcție de ceea ce dorim să obținem la ieșire. În general, utilizarea lui BC546 va fi perfect satisfăcătoare (200 mA la 65 V).

303 *Comutator programabil*

Un comutator programabil poate fi necesar, de exemplu, la simularea unui flux de date sau, după cum se poate vedea în figură, la comandarea unui multiplexor analogic, IC5. Multiplexorul poate servi la realizarea unui oscilator programabil.

Componenta de bază a montajului este decodorul de tastatură tip MM74C922 (IC1), produs de National Semiconductor. Acest dispozitiv este conceput pentru a citi, într-un mod simplu și rapid, o tastatură matriceală 4 x 4. În afară de ieșirea pe 4 biți, circuitul integrat mai are și o ieșire DATA AVAILABLE – DA, care se află în starea H atâta vreme cât se ține apăsată



o tastă. Datele asociate cu ultima tastă apăsată vor rămâne disponibile la ieșire chiar și după ce tasta a fost eliberată. Viteza cu care este scanată tastatura e determinată de C1. Când acest condensator are valoarea de 100 nF, ca în figură, frecvența de scanare este de 600 Hz. Perioada circuitului antioscilație pentru tastatură este determinată de C2: cu valoarea indicată, perioada este de aproximativ 10 ms (valoarea empirică: $C2 \approx 10C1$).

Programarea lui IC2 (RAM) se face destul de simplu, cu ajutorul lui IC1. Mai întâi, ieșirea DA a decodorului este inversată de N1, pentru ca ea să poată fi utilizată ca impuls $\overline{WRITE}$. După eliberarea tastei, memoria RAM este dezactivată (DA = 1, $\overline{WE}$ = 0), iar numărătorul de adresă, IC3, primește un impuls de tact de la una dintre adrese. Deoarece numărătorul este de tip „4040", el reacționează la fronturi negative, ceea ce înseamnă că $\overline{WE}$ trebuie să fie inversat din nou (de N4). Nu este posibilă utilizarea semnalului inițial DA, deoarece aceasta ar periclita temporizarea și ar determina apariția unor stări nedefinite. Timpii de întârziere introduși de porți asigură ca toate procesele să aibă loc într-o succesiune corectă. Întârzierea ulterioară este produsă de combinația dintre R4 și capacitatea intrării de tact.

Datele programate sunt citite cu ajutorul unui semnal de tact separat generat de un oscilator construit cu N3. Viteza cu care memoria RAM va citi datele este stabilită cu P1. Poarta N3 este activată prin fixarea lui S18 în poziția A. Aici, vibrațiile contactului sunt eliminate prin efectul combinat al lui R2 și C3, și de histerezisul lui N3 și N2.

Când S18 este în poziția A, porțile N1 și N2 asigură ca memoria RAM să fie în modul „citire" ($\overline{WE}$ = 1). În același timp, N2 dispune ca liniile de date ale memoriei RAM să fie conectate ca ieșiri. Poarta N4 permite ca fie DA, fie ieșirea lui N3, să fie utilizată ca tact pentru numărătorul IC3. În plus, S18 dispune, de asemenea, ca ieșirile de date ale lui IC1 să fie dezactivate, pentru a se preveni un conflict pe magistrală (acum, memoria RAM furnizează datele).

Pinul 1 (Q11) al numărătorului IC3 este conectat la intrarea de tact, pinul 10, prin rețeaua R4-D1 (tip SAU), pentru a se asigura opririle numărătorului după un ciclu. Oprirea va fi indicată de aprinderea lui D1. Comutatorul S17 permite resetarea numărătorului; el mai poate servi și la poziționarea pe zero a numărătorului, în timpul programării.

Dacă, în timpul programării, se întâmplă să fie atinsă poziția cea mai înaltă a numărătorului, tactul pentru numărător va fi dezactivat. Apăsarea neîntreruptă a unei taste va duce la suprascrierea în ultima adresă de memorie RAM.

Pentru ca, la apăsarea comutatorului, să obținem o stare bine definită a numărătorului, rețeaua R5-C5 furnizează un reset al numărătorului la punerea sub tensiune.

Se folosește doar o jumătate din memoria RAM, deoarece pentru circuitul propus sunt suficienți 4 biți. Ca urmare, este posibil să folosim o memorie RAM pe 4 biți sau să folosim două codificatoare de tastatură.

În sfârșit, folosirea a 16 comutatoare distincte poate duce la creșterea prețului montajului: mult mai avantajoasă ca preț ar fi utilizarea unei tastaturi de tip membrană matriceală 4 x 4, recuperată de la alt echipament.

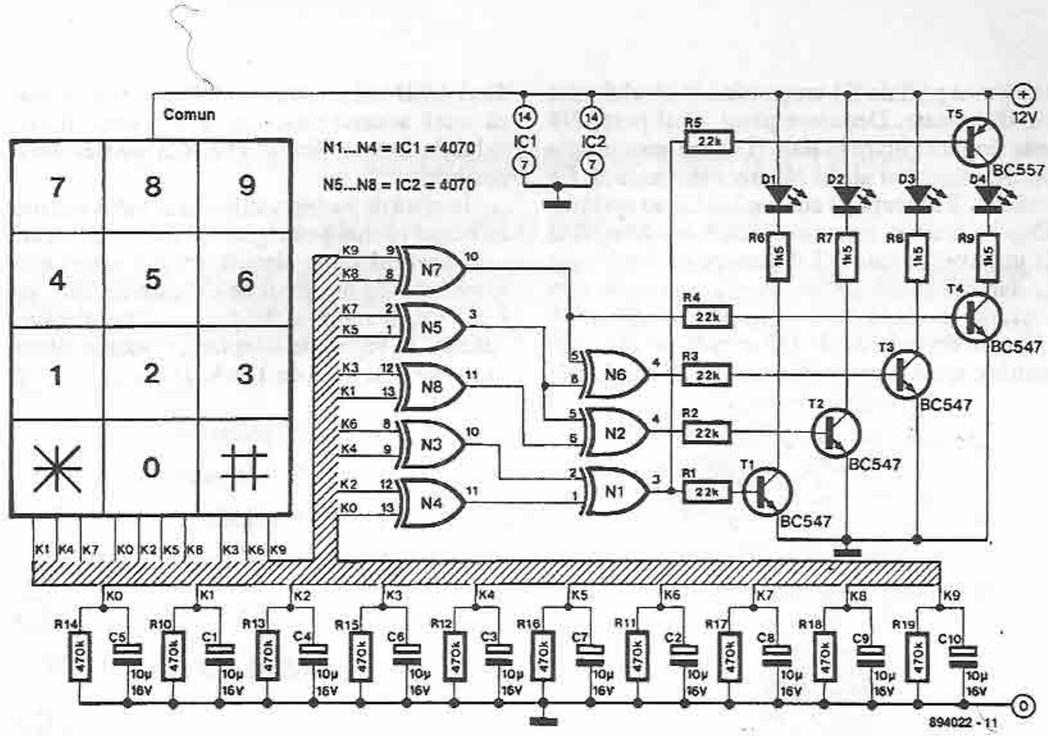
304 Sistem de blocare de uz auto, cu impact psihologic

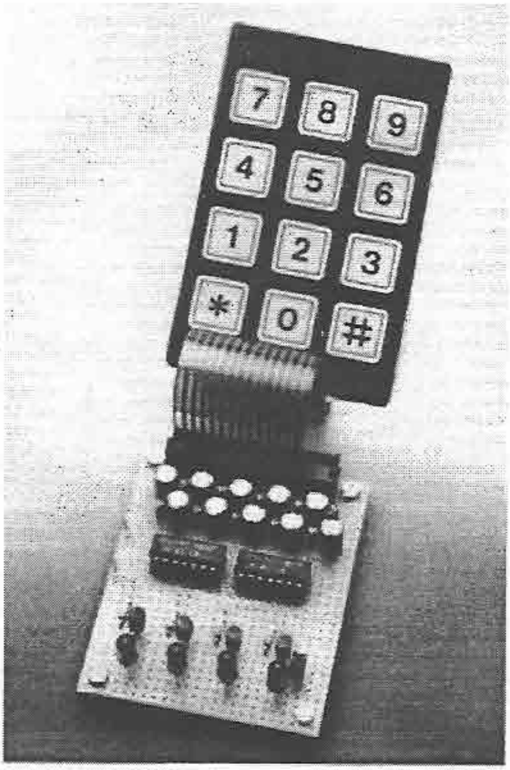
Montajul-încuietoare prezentat aici se bazează pe psihologie elementară mult mai mult decât pe orice altă realizare recentă din domeniul electronicii.

Încuietoarea constă dintr-o tastatură tip membrană, cu 12 butoane, și un circuit reprezentând o indicație vizuală. Dispozitivul complet este instalat într-o poziție evidentă, sub bordul autoturismului, deci într-un loc unde un eventual hoț de mașini să-l poată observa relativ ușor.

Când sunt apăsate butoanele tastaturii, se creează impresia că dispozitivul va debloca aprinderea autovehiculului în momentul în care toate cele patru LED-uri vor lumina.

Datorită configurației speciale a montajului de blocare, acest lucru nu se va întâmpla niciodată. De fapt, potențialul hoț, nemulțumit (sperăm!), va renunța, fără să-și poată da seama că dispozitivul de blocare pur și simplu nu are nici o legătură cu sistemul de aprindere. Doar adevăratul proprietar va trebui să știe că vehiculul poate porni doar după ce un anumit comutator, marcat, să zicem, „ștergător", a fost acționat. Acest comutator, instalat pe bord ca un simplu accesoriu, este conectat în serie cu borna pozitivă de alimentare a bobinei de aprindere.





Tastatura tip membrană trebuie să fie dintre cele cu bornă comună, nu cu configurație matricească. De asemenea, s-ar putea realiza o tastatură adecvată folosind taste separate (individuale) numerotate. Liniile marcate K0 ÷ K9 în schemă trebuie să meargă la tastele având asociat același număr, de pe tastaură. Tastele ✱ și # sunt pentru derutare ele nu au nici un fel de legături. Cele patru LED-uri sunt montate în șir, lângă tastatură, și oferă o indicație luminoasă ce sugerează că este introdusă combinația corectă.

Odată procesul început, montajul face imposibil ca toate cele patru LED-uri să fie aprinse simultan. Acest lucru se întâmplă deoarece pinul 3 al lui N1 se află în starea logică H atunci când D1 se aprinde, ceea ce înseamnă că T5 este blocat, deci D4 nu poate lumina, orice altă combinație de taste s-ar introduce. S-ar putea spune, cu alte cuvinte, că D4 nu se poate aprinde decât dacă D1 este stinsă.

Opt porți XOR provenind de la două capsule tip „7040“ determină care dintre LED-uri se aprind pentru un anumit cod introdus de la tastatură. Rețelele RC conectate la fiecare linie a tastaturii o mențin pe aceasta activă încă aproximativ patru secunde după ce tasta a fost eliberată. Dacă, de exemplu, se apasă scurt tasta 1,

tensiunea pe linia K1 crește până la nivelul celei de alimentare. Deoarece pinul 13 al porții N8 este singura intrare în stare H dintre toate porțile XOR, pinul 4 al porții N2 trece în starea H. Ca urmare, T2 începe să conducă și D2 se aprinde. După circa 4 s, tensiunea pe C1 a scăzut până la un nivel pe care N8 îl percepe ca fiind logic L, iar D2 se stinge. În timpul acestor 4 s ea oricum se stinge dacă se apasă tasta 5 sau 7. Apoi se aprinde dioda D3 urmată de D2, care rămâne aprinsă pentru scurt timp. Pe urmă, cele două LED-uri se sting simultan. De remarcat că toată această descriere a funcționării este valabilă într-un singur caz, din numeroasele posibile.

În afară de varianta utilizării în autovehicule, montajul își mai poate găsi aplicații și în jocuri.

Curentul care circulă prin montaj este reprezentat în principal de cel care circulă prin LED-uri în intervalele de 4 s când ele sunt aprinse. În regim de așteptare, valoarea curentului este mai mică de 1 mA.